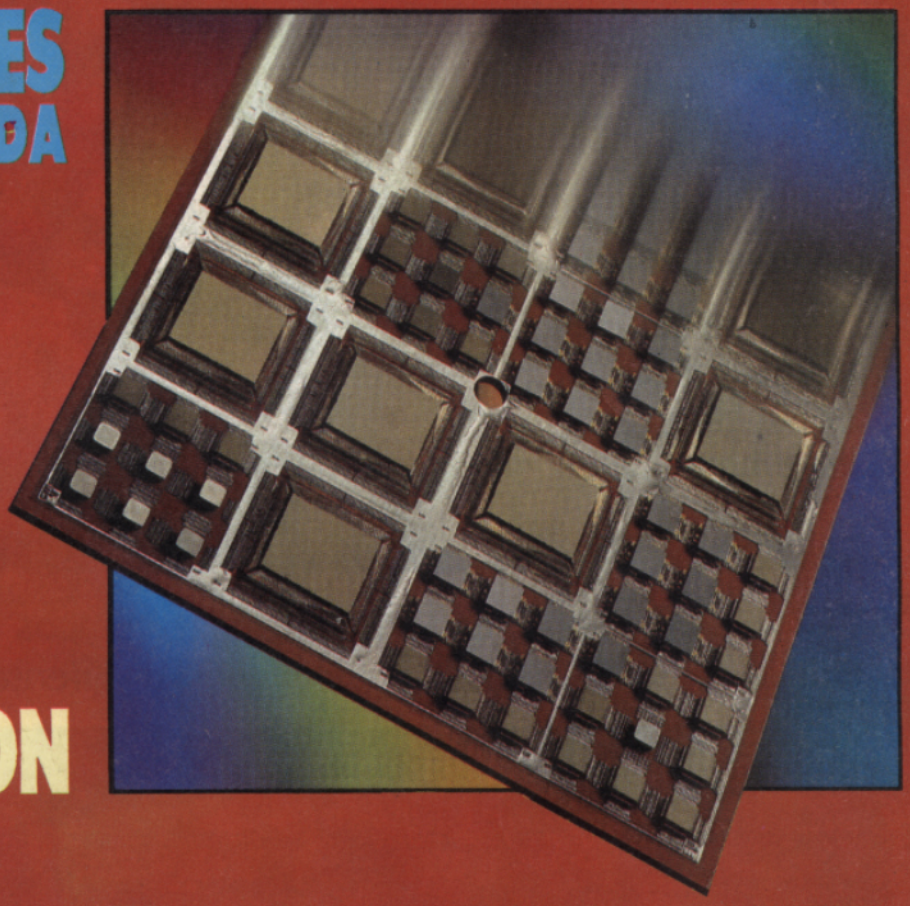
Nº 36 Año 3
A 21.000 1990
Editorial QUARK

SABER ELECTRÓNICA

SINTETIZADORES DE FORMAS DE ONDA

SECUENCIAL DE 3+n CANALES

ALARMA DE SUBTENSION



DETECTORES DE RADIACION SIN VALVULA GEIGER

COMPARADORES DE LUZ

2 PROYECTOS PARA SU AUTOMOVIL

AUDIO

PREAMPLIFICADOR INTEGRADO

TV-VIDEO

AMPLIFICADORES DE VIDEO

"SABER ELECTRONICA"

Informaciones útiles, características de componentes, tablas, fórmula de gran importancia para el estudiante, el técnico y el hobista. Todos los meses, las fichas de esta colección traerán las informaciones que usted precisa. Debido a su practicidad, permiten la consulta rápida, inmediata, inclusive en el taller, sin dificultad. Recórtelas y plastifíquelas, o saque copias para pegarlas en cartón. ¡Haga como quiera, pero no se pierda ninguna!

Nº 108 - REV. Nº 36

COMPONENTES	**VARISTORES**	ARCHIVO SABER ELECTRONICA

El varistor de óxido metálico es un resistor no lineal, con la relación entre tensión y corriente similar a 2 diodos zener conectados en serie y en oposición. Estos componentes se destinan a la protección de componentes sensibles a aumentos de tensión.
En general, la resistencia del varistor es muy lata mientras no se alcance la tensión de "ruptura" del mismo, luego de la cual se pone en cortocircuito protegiendo el circuito haciendo saltar el fusible de la fuente de alimentación. Se los conoce para protección contra tensiones superiores desde algunos Volt hasta centenas de volt y luego de actuar los mismos quedan inutilizados debiendo reemplazarlos de inmediato.

Nº 109 - REV. Nº 36

DIODOS	**1N746 A 1N973**	ARCHIVO SABER ELECTRONICA

Diodos Zener de 1/2 FAIRCHILD de 3,3V a 33V en cubierta DO-35.

Vz (V)	tipo	Iz (mA)	Impedancia (máx-ohms)	$I_{R(\mu A)}$ máx.	$V_{R(V)}$
3,3	1N746	20	28	10	1
3,6	1N747	20	24	10	1
3,9	1N748	20	23	10	1
4,3	1N749	20	22	2	1
4,7	1N750	20	19	2	1
5,1	1N751	20	17	1	1
5,6	1N752	20	11	1	1
6,2	1N753	20	7	0,1	1
6,8	1N754	20	5	0,1	1
7,5	1N755	20	6	0,1	1
8,2	1N756	20	8	0,1	1
9,1	1N757	20	16	0,1	1

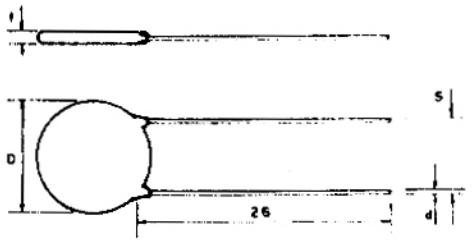
Nº 110 - REV. Nº 36

TABLAS	**TENSIONES TTL**	ARCHIVO SABER ELECTRONICA

V_{IL} - nivel de tensión necesario para que se tenga un 0 (LO) lógico en un integrado TTL (entrada). El máximo valor de esta tensión es típicamente de 0,8V.
V_{IH} - nivel de tensión necesaria para que se tenga un 1 (HI) lógico en una entrada de integrado TTL. El valor mínimo de esta tensión es típicamente de 2,0V.
V_{OL} - nivel de tensión de salida en el estado lógico 0 (LO) para un integrado TTL. El valor máximo es de 2,0V.
V_{OH} - nivel de tensión de salida en el estado lógico 1 (HI) para integrados TTL. Valor típico mínimo de 2,4V.
V_T - tensión límite en la cual las tensiones de entrada y salida adquieren valores iguales.

COMPONENTES	**VARISTORES**	ARCHIVO SABER ELECTRONICA

Datos técnicos:
Temperatura de funcionamiento: -40 a +800°C
Coeficiente de temperatura: 0,05% V/°C
Tiempo de respuesta: 25ns
Variación de Vn: ±10%
Los varistores de Tecnowatt son provistos con tensiones nominales de 18 a 820V.



DIODOS	**1N746 A 1N973**	ARCHIVO SABER ELECTRONICA

Vz (V)	tipo	Iz (mA)	Zz a Iz (máx-ohms)	I_R(µA) máx.	a V_R(V)
10	1N758	20	17	0,1	1
11	1N962	11,5	9,5	5	8,4
12	1N759	20	50	0,1	1
13	1N964	9,5	13	5	9,9
15	1N965	8,5	16	5	11,4
16	1N966	7,8	17	5	12,2
18	1N966	7,8	17	5	12,2
20	1N968	6,2	25	5	15,2
22	1N969	5,6	29	5	16,7
24	1N970	5,2	33	5	18,2
27	1N971	4,6	41	5	20,6
30	1N972	4,2	49	5	22,8
33	1N973	3,8	58	5	25,1

TABLAS	**CORRIENTES TTL**	ARCHIVO SABER ELECTRONICA

I_{IH} - Corriente que circula en un terminal de entrada para el nivel alto (HI). Será un valor negativo para la corriente que sale, y positivo para la corriente que entra.
I_{IL} - Corriente que circula en un terminal de entrada hacia el nivel bajo (LO). Será un valor negativo para la corriente que sale y positivo para la corriente que entra.
I_{OH} - Corriente que circula en un terminal de salida para una tensión HI. Este valor es usual para salidas en colector abierto.
I_{OS} - Corriente de cortocircuito de salida. Este valor es indicado cuando el terminal de salida está a tierra.
I_{CCH} - Corriente drenada de la fuente de alimentación cuando las salidas están en el nivel HI.
I_{CCL} - Corriente drenada de la fuente de alimentación cuando las salidas están en el nivel LO.

SABER
ELECTRÓNICA

Nº 36 Año 3 Junio 1990

Editorial QUARK

SECCIONES FIJAS

Fichas 1
Del editor al lector 4
Noticias y novedades 31
Sección del lector 79

ARTICULO DE TAPA

Sintetizador de formas de onda 5
Alarma de subtensión 8
Secuencial de 3+n canales 11
Dos proyectos para su automóvil:
Secuencial de 10 leds con vaivén 14
Acelerómetro para el automóvil 15
Comparadores de luz (1ª parte) 18
Detectores de radiación sin válvula Geiger 24

AYUDA AL PRINCIPIANTE

Potenciómetros Lin y Log 27

COMO FUNCIONA

Estimulación externa 28

TECNOLOGIA DE PUNTA

SMD- Resistores Integrados DC 0 - DC 1 - DC 2 37

OPTOELECTRONICA

La evolución de la electrónica (2da. parte) 41

COMPUTACION

Invierta su video 47

TECNICA GENERAL

Proyectando reguladores a Zener 50

INFORMACION TECNICA

Amplificadores operacionales BIFET y LinCMOS 55

TV - VIDEO

Amplificador de video 64

AUDIO

Preamplificador integrado 69

INDICE

Todo el III año de Saber Electrónica 73

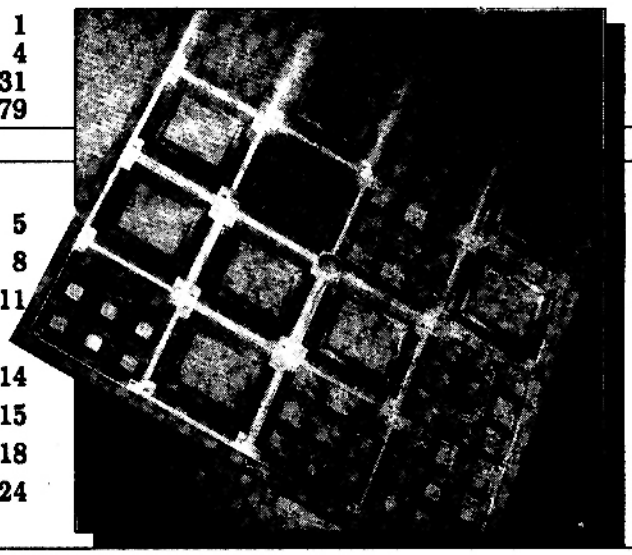


Foto de Tapa: Módulo MCM (Ver pág. 31) Gentileza de SIEMENS

DEL EDITOR AL LECTOR

Bien, amigos de SABER ELECTRONICA, una vez más estamos juntos para las novedades y conocimientos de electrónica.
Este es un número especial de SABER ELECTRONICA porque se completan tres años de éxitos y sucesos en Argentina.
El tiempo vuela... ¿Se acuerda cuando empezamos con el SCORPION, nuestro primero artículo de tapa? Fueron muchos los sucesos en estos tres años. Nuestros lectores han estudiado, aprendido, evolucionado y continúan fieles a su SABER ELECTRONICA.
En el número pasado concluímos la última lección del curso que venía al fin de la revista. Quienes lo acompañaron tienen ahora las condiciones necesarias para empezar a entender y desarrollar sus proyectitos y andar hacia adelante. La puerta está abierta.
Vendrán otros cursos. Ya nos solicitaron cursos de otro nivel. Estamos trabajando en eso.
Justamente por ser fiel a sus orígenes usted se habrá dado cuenta que la sección de montajes, que es lo placentero, en los últimos diez meses siempre estuvo "gordita". Este mes es el artículo de tapa.
La sección de "tecnología de punta" es para los más expertos y contiene novedades, siempre con propuestas de circuitos prácticos.
Quisiera llamar la atención de ustedes sobre un juego para niños que estamos promoviendo y que no pretende ser nada más que eso: un juego para los niños. El hecho que, jugando, el vaya aprendiendo los conceptos de la electrónica es en realidad nuestra meta. Lea la nota y acompáñenos en la tarea de formar a sus hijos o sobrinos.
La sección de optoelectrónica trae la segunda parte de este tema que despertó un fuerte interés y en las escuelas de electrónica está empezándose a hablar del tema.
Ahora vayamos al ejercicio del mes.

Ejercicio del mes:
Busque una publicación de electrónica que contenga informaciones de alto nivel y traiga lo último en tecnología.
Pídales, por correo, cómo se obtienen los componentes descriptos o suplementarios. Lo más posible es que:
a) El correo anda mal...
b) Quienes hicieron el artículo viven en Francia y no sabemos cómo contestar.
c) Si es SABER ELECTRONICA le contestan en la Sección del Lector.
e) No tenemos sección del lector para dudas técnicas.

¡Ah!, me olvidaba: ¿Le gustaría ganar un osciloscopio? No se pierda el próximo número.

Un abrazo

Profesor Elio Somaschini

SABER ELECTRONICA Nº 36 - JUNIO 1990

Editorial QUARK

Correspondencia:
Rivadavia 2431 Entrada 4 - Piso 1 - Of. 3
Capital (1034) TE. 47-7298

SABER ELECTRONICA

Editor Responsable:
Bernardo J. S. Rusquellas

Director Técnico:
Prof. Elio Somaschini

Jefe de Redacción:
Claudio Veloso

Administración:
A. C. May

COLABORADORES:

Arte y diseño:
Mario a. de Mendoza

Traducción:
Ma. Hilda Quinteros

Fotografía:
Clevelart

Corrección:
Liliana Rocca

DISTRIBUCION CAPITAL:
Mateo Cancellaro e Hijo
Echeverría 2469 - 5º "C" - Cap.

INTERIOR
Distribuidora Bertrán S.A.C.
Santa Magdalena 541 - Cap.

URUGUAY:
Verriel y Martínez - Paraná 750 - Montevideo - R.O.U. - TE. 92-0723 y 90-5155

CHILE
Alfa - Carlos Valdovino 251 - Santiago de Chile 551-6511

SABER ELECTRONICA es una publicación mensual de Editorial QUARK, editora propietaria de los derechos en castellano.

Editor Internacional:
Helio Fittipaldi

Director Técnico Internacional:
Newton C. Braga

Copyright by Editora Saber Ltda., Brasil
Derecho de Autor: R Nº 1508

Impresión:
Mariano Más ,Buenos Aires, Argentina

La editorial no se responsabiliza por el contenido de las notas firmadas. Todos los productos o marcas que se mencionan son a los efectos de prestar un servicio al lector, y no entrañan responsabilidad de nuestra parte. Está prohibida la reproducción total o parcial del material contenido en esta revista, así como la industrialización y/o comercialización de los aparatos o ideas que aparecen en los mencionados textos, bajo pena de sanciones legales, salvo mediante autorización por escrito de la Editorial.

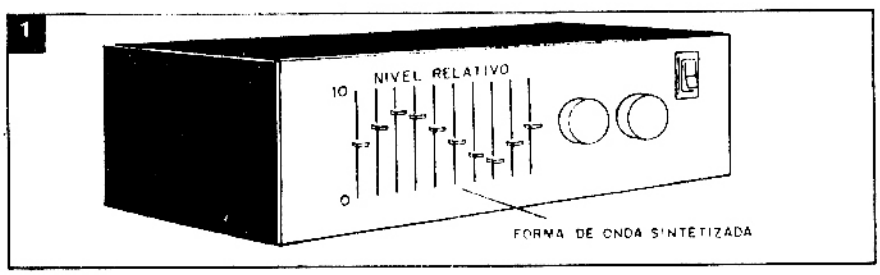
SINTETIZADOR DE FORMAS DE ONDA

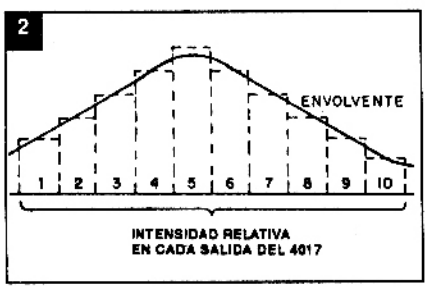
El circuito presentado puede sintetizar formas de onda en la banda de frecuencias que va de 10 a 50.000 Hz, sirviendo para aplicaciones en música electrónica, análisis de sistemas y transductores de audio, entre otras. El circuito digital es alimentado por una tensión de 6 a 12V, y puede excitar la mayoría de los equipos de audio con buena intensidad.

Por Newton C. Braga

Generar una señal de determinada frecuencia, pero con forma de onda perfectamente establecida, es algo que puede ser necesario en algunas aplicaciones. En la música electrónica, por ejemplo, el timbre de una señal depende de su forma de onda. Cada instrumento se distingue del otro por el timbre cuando emiten la misma nota.

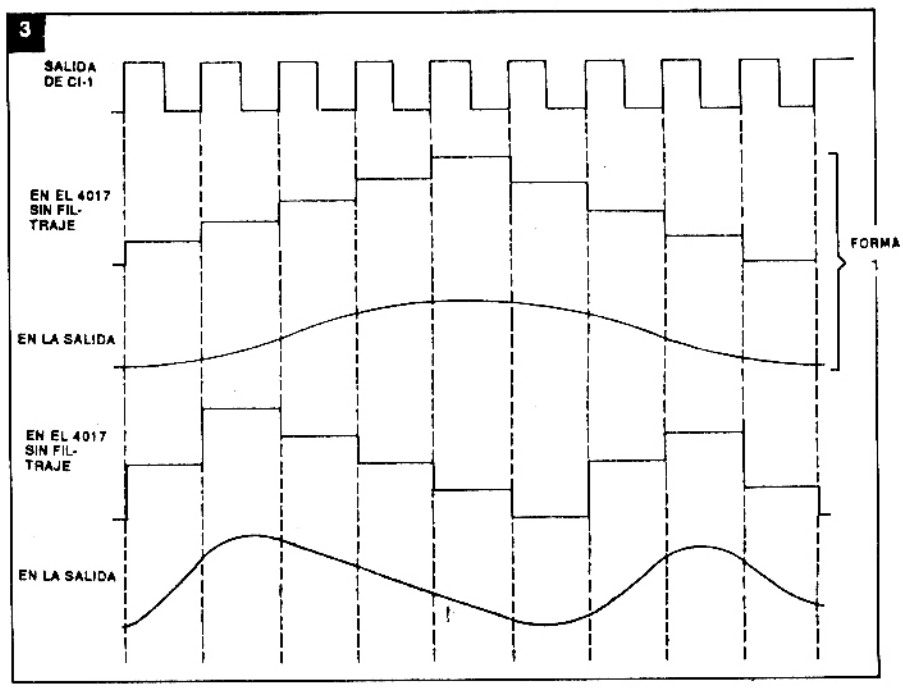
El aparato que proponemos en este artículo puede generar señales de cualquier forma de onda, pues, a través de trimpots, podemos ajustar en 10 pasos la salida deseada. Usando potenciómetros deslizantes en lugar de trimpots, podemos hasta visualizar directamente en una escala esta forma de onda generada, como muestra la figura 1. La banda de frecuencias de operación corresponde a la que normalmente precisamos para aplicaciones en audio: 10 a 50.000 Hz. Sin embargo, el circuito puede ser disparado externamente, posibilitando así algunas aplicaciones con transductores incluso teclado y con ampliación de la banda para algunos megahertz (alcance del 4017) podemos tener también aplicaciones en RF.



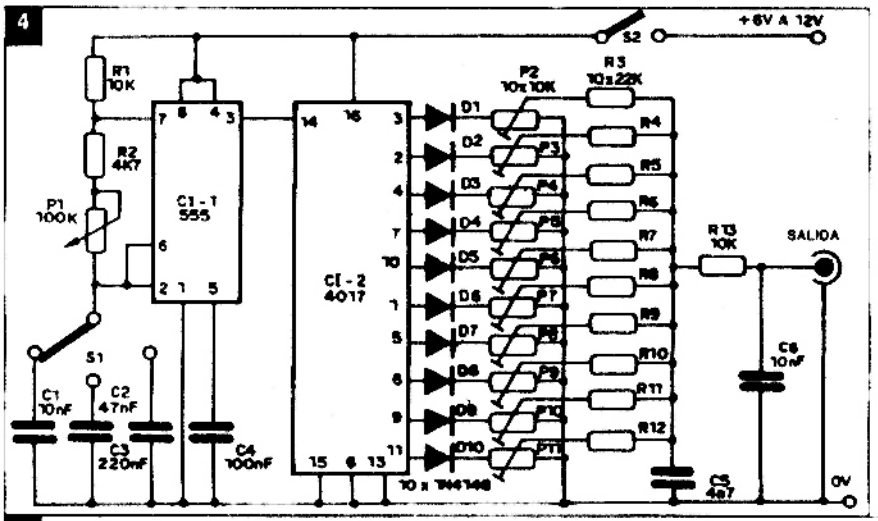


El circuito

La frecuencia en que el circuito va a



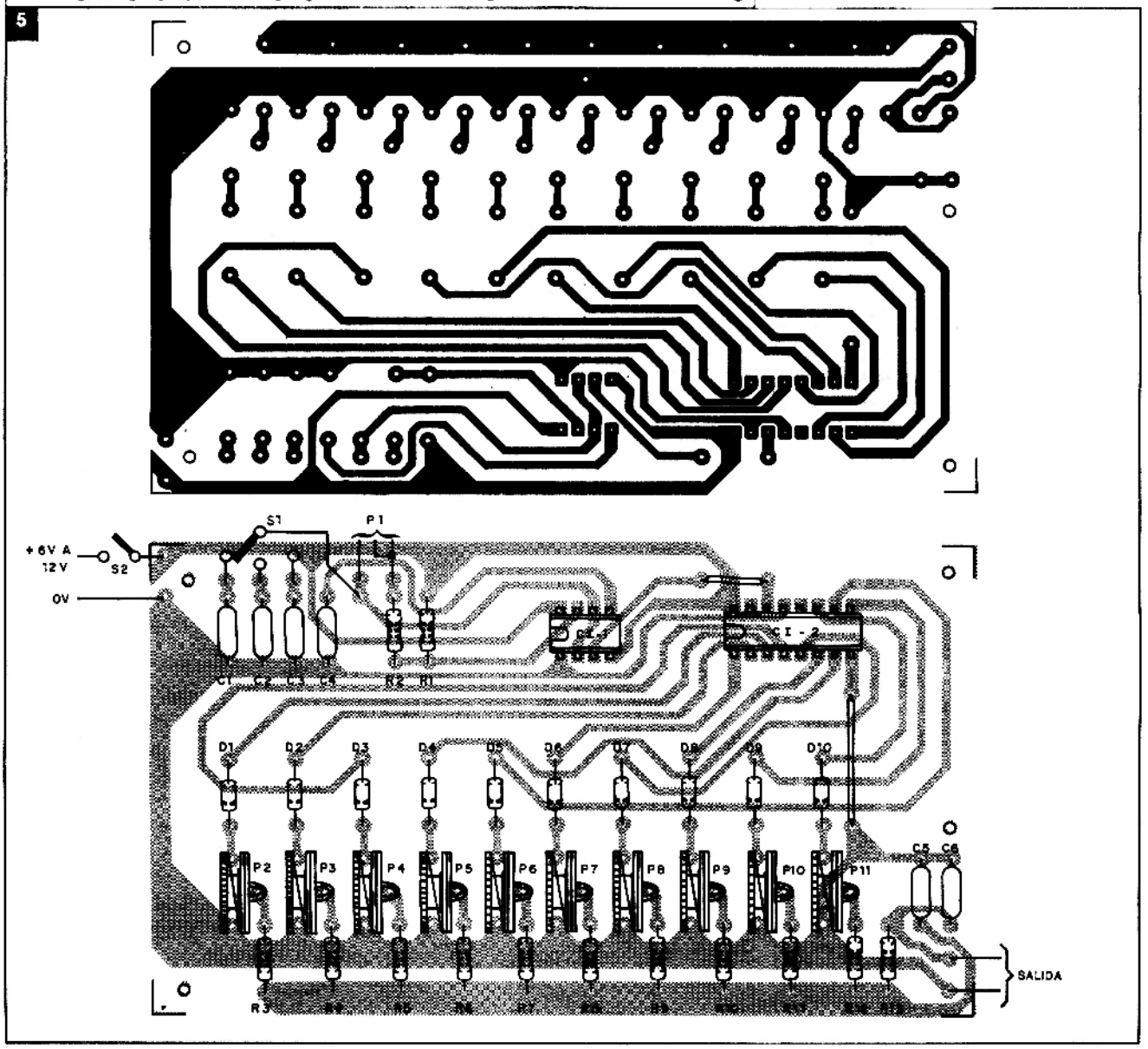
4

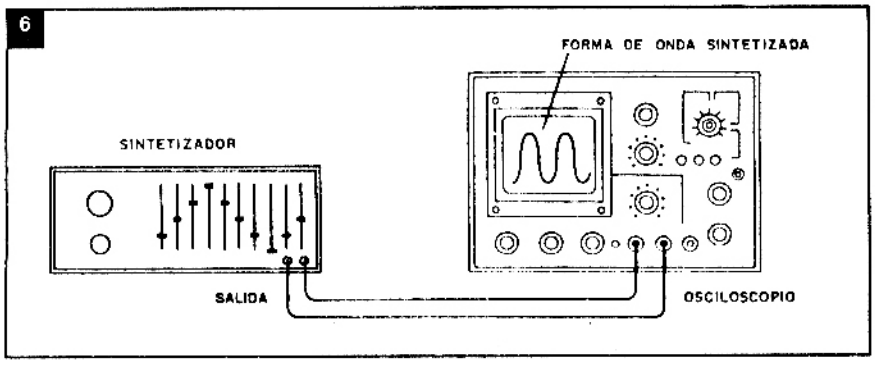


trabajar es determinada por un 555, que funciona en la conocida configuración astable. El potenciómetro P1 hace el barrido de la banda en una proporción de 10:1 aproximadamente, mientras que S1 hace la selección del capacitor que determinará los límites de la banda. Usamos tres valores de capacitores que permiten barrer la banda de audio, pero nada impide que estos valores sean alterados o que se agreguen nuevos capacitores.

Recordamos que el valor mínimo de C1 es del orden de 500 pF, mientras que el máximo es determinado solamente por la eventual existencia de fugas.

5





La salida del 555 es una señal rectangular que sirve para disparar un 4017 (contador Johnson de 10 etapas CMOS). A cada pulso del 555, el 4017 tiene una salida que estaba en el nivel alto y es llevad al nivel bajo, mientras que la siguiente pasa al nivel alto. Esto significa que el pulso de entrada "pasa" sucesivamente para las salidas del 4017 en un ciclo que termina en la 10ª salida, correspondiente al pin 11. En el pulso siguiente al décimo, tenemos nuevamente la presencia del nivel alto en la primera salida, correspondienfte al pin 3, con continuidad del proceso.

En cada salida tenemos conectado un trimpot (o potenciómetro deslizante), que será ajustado para formar un sector de la señal a ser generada. Esto significa que podemos dividir la forma generada en 10 sectores, que serán dados por las posiciones de los trimpots, conforme muestra la figura 2.

Está claro que esta forma de onda será constituida por sectores abruptos que deben ser "redondeados". Esto se puede conseguir fácilmente con la utilización de un filtro pasabajos, formado por C5, C6 y R13.

En la figura 3 tenemos ejemplos de formas de onda con los "redondeados" producidos por el filtro.

Los valores de C5 y C6, eventualmente, deben ser alterados en función de las frecuencias de operación, de modo de obtener un mínimo de distorsión con mayor intensidad de señal.

La alimentación del circuito puede hacerse con tensiones de 6 a 12V. Como el consumo de corriente es bajo, podemos usar pilas o incluso batería en lugar de una fuente.

La amplitud de la señal será de algunos volt, lo suficiente para excitar la entrada de un amplificador común.

Montaje

En la figura 4 tenemos el diagrama completo del aparato y en la figura 5 damos una sugerencia de placa de circuito impreso para el montaje del mismo.

Los integrados deben ser, preferiblemente, montados en zócalos. Los resistores son todos de 1/8 ó 1/4W con 5% ó 10% de tolerancia.

Los capacitores pueden ser cerámicos o de poliéster y los diodos son de uso general de silicio como los 1N4148 ó 1N914.

Los trimpots son lineales, pudiendo, eventualmente, ser sustituidos por potenciómetros deslizantes, también lineales.

P1 es un potenciómetro simple lineal, en el cual también puede estar incorporado el interruptor general S2.

Para la salida de la señal se usa un conector común y la llave S1 es rotativa de 1 polo por 3 posiciones.

Sugerimos la instalación del conjunto en una caja plástica.

Prueba y uso

Para la visualización de la forma de onda generada debe usarse un osciloscopio, que será conectado directamente en la salida del circuito, conforma muestra la figura 6.

Ajustamos entonces P1 para la frecuencia deseada y cada potenciómetro de P2 a P11, para sintetizar la forma de onda deseada.

Hecha la comprobación de funcionamiento sólo queda usar el aparato. ✪

LISTA DE MATERIALES

CI-1 - 555 - circuito integrado
CI-2 - 4017 - circuito integrado CMPS
D1 a D10 - 1N4148 - diodos de uso general
P1 - 100k - potenciómetro lineal
P2 a P11 - 100k - trimpots o potenciómetros deslizantes
S1 - llave rotativa de 1 polo x 3 posiciones
S2 - interruptor simple
C1, C6 - 10nF - capacitor cerámico o de poliéster
C2 - 47nF - capacitor cerámico o de poliéster
C3 - 220 nF - capacitor cerámico o de poliéster
C4 - 100 nF - capacitor cerámico o de poliéster
C5 - 4,7nF - capacitor cerámico o de poliéster
R1, R13 - 10k - resistores (marrón, negro, naranja)
R2 - 4k7 - resistor (amarillo, violeta, rojo)
R3 a R12 - 22k - resistores (rojo, rojo, naranja)

Varios: placa de circuito impreso, soporte de pilas, caja para montaje, enchufe de salida, perilla para P1, alambres, soldadura, zócalos para los integrados, etc.

ALARMA DE SUBTENSION

Este circuito acciona un relé cuando la tensión de entrada cae por debajo de determinado valor. Puede ser usado como alarma o bien para el accionamiento automático de sistemas reguladores.

por Newton C. Braga

En muchas aplicaciones prácticas puede ser necesario un circuito que dispare una alarma, o bien, un dispositivo cualquiera, cuando la tensión de una fuente cae por debajo de cierto valor.

El circuito que presentamos aquí hace justamente eso: cuando la tensión de entrada cae por debajo del valor determinado por las características de un diodo zener, es accionado un relé, controlando una alarma o también cualquier dispositivo externo que la aplicación exija.

Dependiendo del relé y del SCR usado, este circuito puede operar con tensiones en la banda de los 9 a los 30V, sin problemas de alteraciones de valores de los componentes.

Funcionamiento

En la figura 1 tenemos el circuito básico de la alarma, en que los elementos básicos son el diodo zener, el transistor y el SCR. Su funcionamiento es el siguiente:

Cuando la tensión está por encima del valor zener del diodo, éste conduce la corriente de modo de polarizar en el sentido directo la juntura base-emisor del transistor. En estas condiciones, se manifiesta una baja resistencia entre el colector y el emisor del transistor, que impide el disparo del SCR.

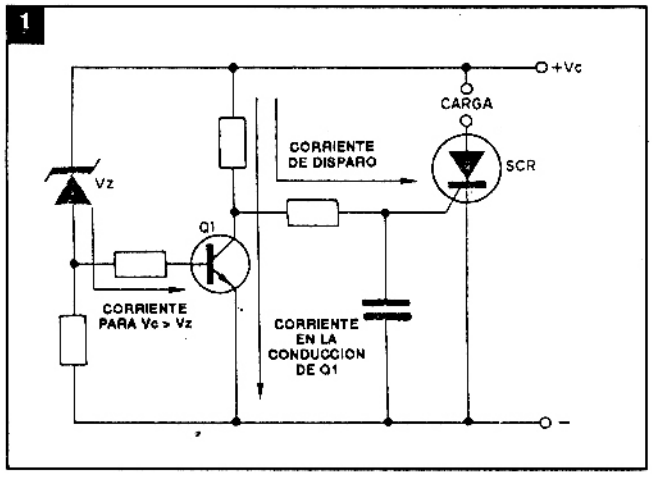
En el momento en que la tensión en el circuito cae por debajo del valor zener del diodo de referencia, éste deja de conducir la corriente y, consiguientemente, no se tiene más la polarización directa de la juntura emisor-base del transistor. El resultado de esto es que pasa a manifestarse una alta resistencia entre su colector y el emisor, lo que permite la polarización de la compuerta del SCR en el sentido de dispararlo. El SCR controla un relé que puede ser usado tanto para accionar una alarma, que damos en el diagrama en la figura 2, o un circuito externo conectado o desconectado, como muestra la figura 3.

Está claro que existe la posibilidad de accionar directamente un dispositivo de aviso por el disparo del SCR, pero este dispositivo debe ser capaz de funcionar con la tensión que puede aparecer en el circuito en sus condiciones de disparo o, también , usarse una fuente separada, como sugiere la figura 4. En este caso se economiza el relé.

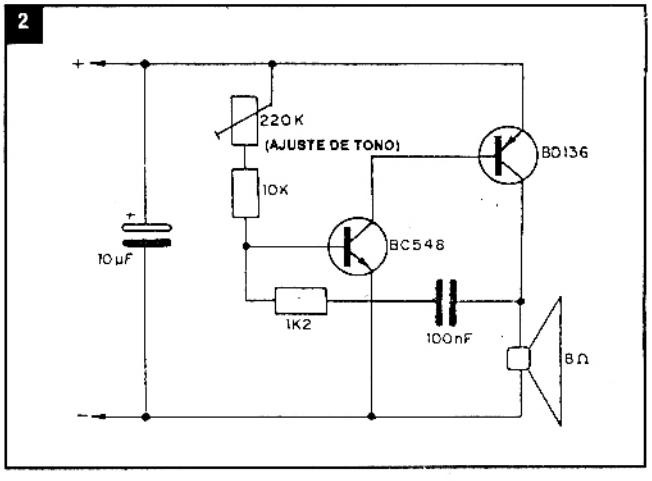
Componentes

El único componente que merece una atención mayor en este circuito es el relé, que debe ser disparado por la mínima tensión que puede aparecer en el circuito en

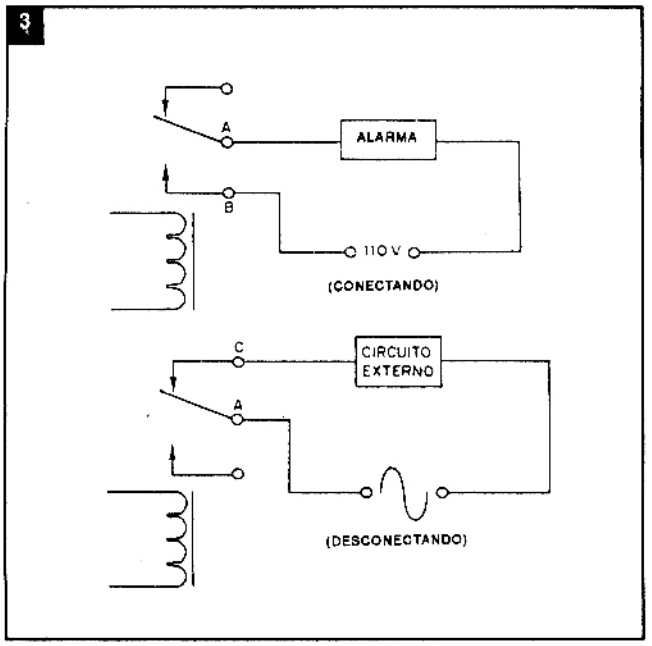
1



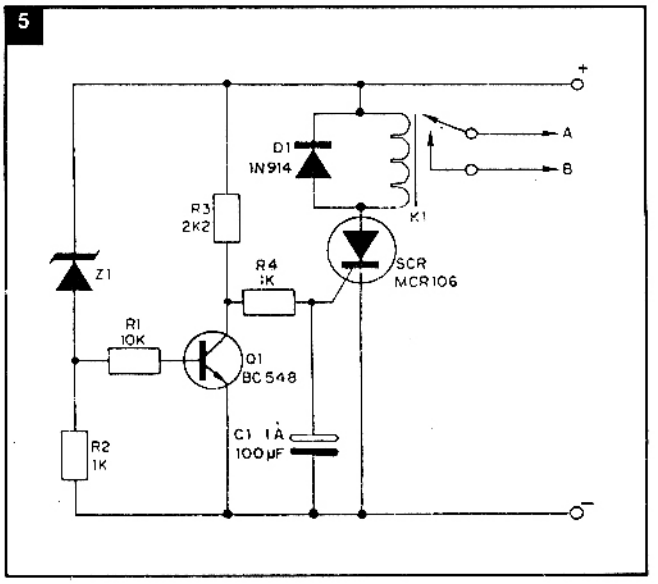
2



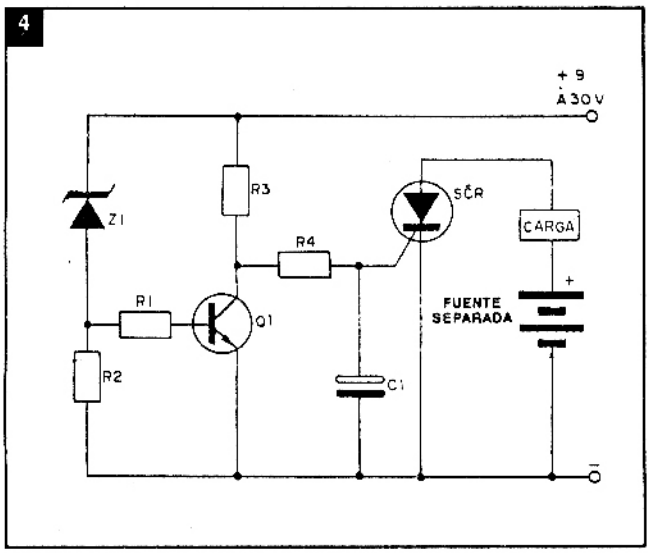
3



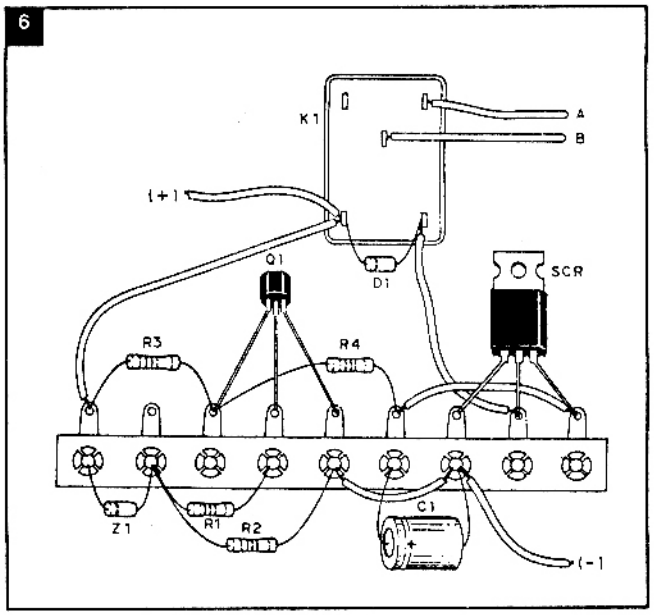
5



4



6



las condiciones de subtensión y que debe ser capaz de soportar la máxima tensión de operación del mismo circuito.

Por ejmplo, si la tensión del circuito fuera 12V y debemos disparar una alarma cuando la misma caiga por debajo de 10V, un relé de 9V puede ser usado perfectamente ya que éste normalmente puede disparar con tensiones tan bajas como 7V.

En la hipótesis de que la banda de tensiones no sea común, y por lo tanto, no sea posible hallar un relé para la aplicación, sugerimos la utilización de fuente separada para su disparo.

El relé debe, entonces, ser accionado por la tensión de la fuente separada menos 2V que es la caída que normalmente ocurre en el SCR. Por ejemplo, si la tensión del relé fuera de 9V, use una fuente de 12V. Si la tensión del relé fuera de 6V, use una fuente de 9V.

Con relación al zener, observamos apenas que puede ser del tipo de 400mW para la tensión deseada.

Montaje

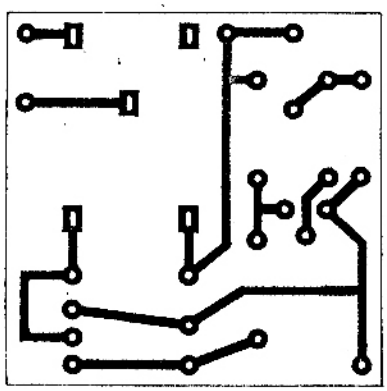
Los pocos componentes que forman este circuito pueden ser montados en puente de terminales o en placa de circuito impreso.

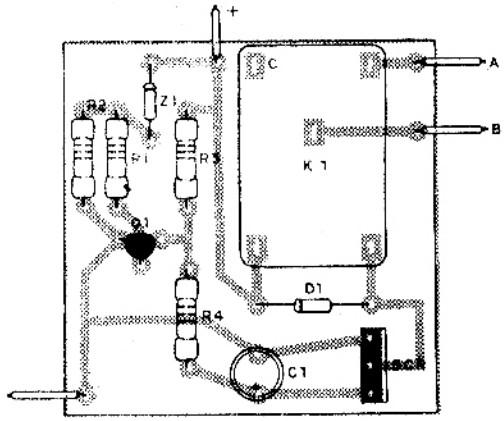
En la figura 5 tenemos el diagrama completo de la versión básica de la alarma de subtensión. En la figura 6 tenemos el circuito montado en puente de terminales y en la figura 7 nuestra sugerencia de placa de circuito impreso en tamaño natural.

En el montaje debe tener en cuenta los siguientes cuidados:

a) El diodo zener es el componente que debe ser elegido de acuerdo con la tensión

7





que se desea obtener el disparo (con un margen de variación de 0,6V aproximadamente, que es la tensión de la juntura emisor-base del transistor). En la soldadura de este componente tenga cuidado y sea rápido en vista de su sensibilidad al calor. Observe su polaridad.

b) El transistor tiene una posición determinada en la que debe ser colocado, la cual es dada por su parte achatada. Sea rápido al soldarlo, pues este componente es sensible al calor.

c) El SCR, que puede ser del tipo C106, IR106 oMCR106 para 50V o más, tiene una posición determinada en la que debe ser colocado. No será preciso usar disipador de calor en este componente si la carga que va a ser disparada fuera el relé, o bien cualquier dispositivo que exija menos de 1A de corriente.

d) El capacitor C1 determina la velocidad de acción del sistema, debiendo tener un valor mínimo de 1µF para que no dispare con la simple transición, y un máximo de 100µF para que su acción no sea excesivamente lenta. Este capacitor tiene posición correcta para su colocación.

e) Los resistores son todos de 1/8W con 10% ó 20% de tolerancia y no tienen polaridad para su conexión. Observe solamente sus valores que son dados por las bandas coloridas.

f) El relé puede ser del tipo Schrack de gran sensibilidad, de la serie RU101, donde los tres guarismos finales indican su tensión de operación. Por ejemplo, el RU101012 opera con 12V, mientras que el RU101006 opera con 6V. Estos relés pueden controlar cargas de hasta 6A de corriente en la red de alimentación de 110V o incluso de 220V.

Prueba y Uso

Si tiene una fuente de tensión variable que opere en la banda del aparato, la prueba será mucho más fácil.

Basta conectar la alarma de subtensión en esta fuente y ajustarla para proveer la tensión normal. Después, reduciéndose la tensión de la fuente por debajo de su límite de acción, la alarma debe disparar con el cierre del relé.

Para desconectar un aparato externo cuando la tensión cae por debajo de cierto valor, usamos los contactos NC.

LISTA DE MATERIALES

SCR - MCR106, IR106 o C106 - diodo controlado de silicio
Z1 - diodo zener de 400mW - ver texto
D1 - 1N914 o equivalente - transistor de uso general
Q1 - BC548 o equivalente - transistor de uso general
K1 - relé sensible (ver texto)
C1 - 1 a 100µF x 16V - capacitor electrolítico (ver texto)
R1 - 10k x 1/8W - resistor (marrón, negro, naranja)
R2, R4 - 1k x 1/8W - resistores (marrón, negro, rojo)
R3 - 2k2 x 1/8W - resistor (rojo, rojo, rojo)

Varios: puente de terminales o placa de circuito impreso, alambres, soldadura, etc.

SECUENCIAL DE 3+n CANALES

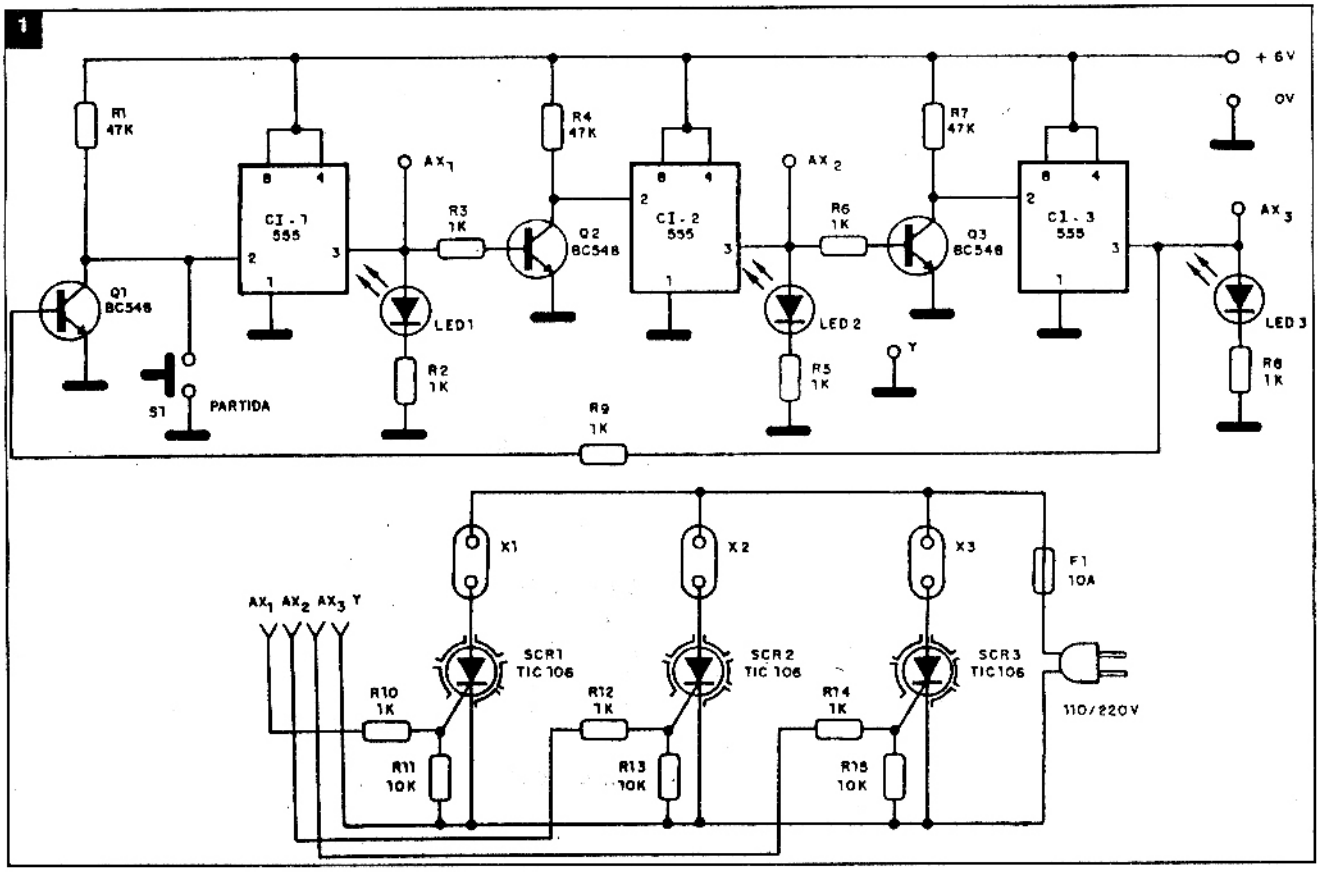
Describimos en este artículo un sistema secuencial de alta potencia con un número mínimo de 3 canales, pero que puede ser ampliado indefinidamente. Cada canal admite potencias del orden de 400W en la red de 110V o de 800W en la red de 220V lo que significa un número enorme de lámparas comunes de colores. El montaje es bastante sencillo, no habiendo ningún componente de difícil obtención.

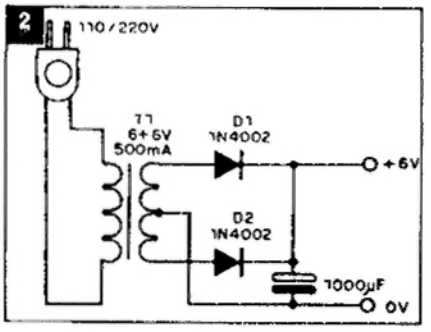
Los sistemas de iluminación secuencial se usan ampliamente en la decoración de salones de fiestas, vitrinas, paneles publicitarios y muchos otros locales. Existe una infinidad de circuitos que pueden usarse para producir efectos secuenciales, normalmente usando e integrados de la serie TTL o CMOS, como por ejemplo el conocido 4017.

El circuito que describimos se basa en un integrado común, que es el "famoso" 555, y admite un número ilimitado de canales. Damos una versión básica de 3 canales que podrá ser ampliada simplemente con el agregado de etapas semejantes. Cada etapa excitará SCRs de buena potencia para alimentar las lámparas.

El sector de baja tensión funciona con 6V,

1





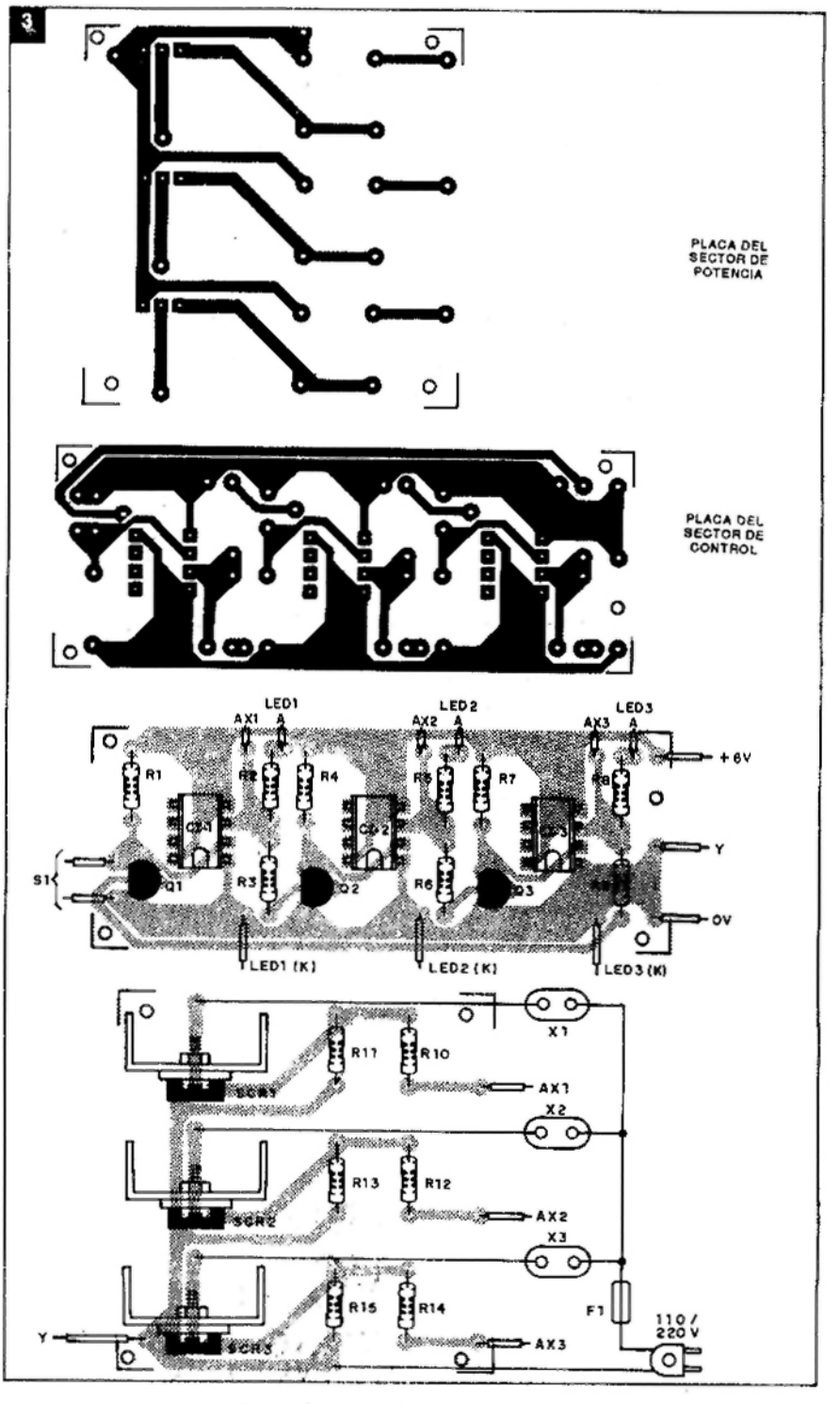
que pueden ser obtenidos de una fuente relativamente simple, mientras que el sector de alta potencia funciona directamente conectado en la red de 220V ó 110V. Leds comunes sirven para monitorear el funcionamiento del sistema.

El circuito

Cada uno de los 555 es conectado como disparador, conmutando cuando la entrada es llevada al nivel bajo por un instante. En estas condiciones su salida va al nivel alto, excitando así la entrada de la etapa siguiente. El efecto es en cadena, de modo que la conmutación inestabiliza al circuito, que pasa a funcionar en anillo. La velocidad de conmutación es inherente a los integrados, pudiendo eventualmente ser alterada con la conexión de capacitores en las bases de los transistores. Esos capacitores pueden usarse para reducir la velocidad en la proporción deseada en cada etapa.

Como al conectar el circuito todas las entradas van al nivel bajo, es preciso inestabilizar el sistema con la excitación de una de las entradas. Esto lo hace el interruptor de presión S1 que, momentáneamente, pone a tierra al pin 2 de CI-1 llevándolo a la conmutación. Esta conmutación se transfiere rápidamente a las demás etapas. Cada salida de un 555 es conectada a la entrada de una etapa de potencia con un SCR del tipo TIC106.

Este SCR disparará entonces al nivel alto del 555, alimentando en media onda una carga, como por ejemplo lámparas comunes conectadas en paralelo. Para un control de onda completa los SCRs pueden ser cambiados por triacs equivalentes. Sin embargo, para la mayoría de las aplicaciones, el brillo obtenido incluso en media onda es más que suficiente para un buen efecto. Podemos compensar la reducción de la potencia mediante la elección de lámparas apropiadas.



Montaje

En la figura 1 tenemos el diagrama completo del secuencial, que puede ser dividido en dos grandes bloques, el sector de control y el sector de potencia.

Una fuente de alimentación simple aparece en la figura 2.

Sugerimos la utilización de placas de cir-

cuito impreso separadas para el sector de potencia y para el sector de control, dadas las intensidades diferentes de las corrientes circulantes. En la figura 3 damos los diseños de estas placas. Observe que los filetes que conducen las corrientes principales del sector de potencia deben ser bastante más anchas.

Observe también que los SCRs deben ser dotados de buenos disipadores de calor.

Los resistores son todos de 1/8 ó 1/4W con 5 ó 10% de tolerancia, y el capacitor de filtro de la fuente es para 12V o más.

Los leds comunes y los circuitos integrados preferiblemente deben ser montados en zócalos DIL de 8 pins.

Los transistores pueden ser los BC548 o equivalentes como los BC237, BC238 o BC547.

Para la conexión de las lámparas externas debemos usar tomas de embutir y el fusible será instalado en soporte con acceso por fuera de la caja para facilitar su sustitución.

El transformador de la fuente tiene bobinado primario de acuerdo con la red local y secundario de 6+6V con 500 mA.

Prueba y uso

Conecte lámparas en las salidas de los SCR y después conecte la unidad a la red de alimentación. Presione S1 para poner en funcionamiento. El sistema debe entrar en acción con el encendido secuencial de las lámparas. Para reducir la velocidad del corrimiento conecte capacitores de 10 a 100µF entre las bases y la tierra de cada transistor.

Comprobado el funcionamiento sólo resta hacer la instalación definitiva del aparato, recordando que las lámparas de carga deben quedar en paralelo y que su potencia total no debe sobrepasar 400W en la red de 110V, y 800 W en la red de 220V. ✪

LISTA DE MATERIALES

Sector de control:

CI-1, CI-2, CI-3 - µA555 - circuitos integrados
Q1, Q2, Q3 - BC548 - transistores NPN de uso general
LED1, LED2, LED3 - leds rojos comunes
S1 - interruptor de presión
R1, R4, R7 - 47k - resistores (amarillo, violeta, naranja)
R2, R3, R5, R6, R8, R9 - 1k - resistores (marrón, negro, rojo)

Sector de potencia:

SCR1, SCR2, SCR3 - TIC106-B (110V) o TIC106-D (220V) - diodos controlados de silicio
R10, R12, R14 - 1k - resistores (marrón, negro, rojo)
R11, R13, R15 - 10k - resistores (marrón, negro, naranja)
X1, X2, X3 - tomas de embutir
F1 - 10A - fusible

Fuente de alimentación

T1 - transformador con primario de acuerdo con la red local y secundario de 6 + 6V x 500mA
D1, D2 - 1N4002 o equivalente - diodos de silicio
C1 - 1.000µF - capacitor electrolítico

Varios: placas de circuito impreso, zócalos para los integrados, soporte para fusible, disipadores de calor para los SCRs, cable de alimentación, caja para montaje, alambres, soldadura, etc.

TECNO-COMPONENTES
EMPRESA PARA DESARROLLO DE PROYECTOS, SISTEMAS SERVICIOS DE ASISTENCIA TECNICA EN ELECTRONICA Y ANEXOS.
REPRESENTA EXCLUSIVAMENTE A ROMEX S.A. EN EL AREA TECNICA PARA LAS SIGUIENTES MARCAS
DE ALEMANIA
TELEFUNKEN ELECTRONIC - ROEDERSTEIN
STETTNER - VOGT - VITROHM - R.U.F.
BOSCH - SIEMENS INSTRUMENTACION
DABEL - STOKO - EUPEC - AB CONECTORS
MARCO AVELLANEDA 1128 (1826) R. DE ESCALADA-TEL.(01) 202-0245 - opcionales 311-9422 - 312-3936

DOS PROYECTOS PARA EL AUTOMOVIL

En SABER ELECTRONICA Nº 4 dimos de regalo a nuestros lectores un circuito transferible para la ejecución de una placa de circuito impreso base de accionador de escala de punto móvil con el UAA170 de Siemens. En esa ocasión informamos que los 7 proyectos presentados no eran los únicos y que volveríamos con otras ideas nuevas e interesantes, promesa que cumplimos ya en números anteriores (SABER ELECTRONICA Nº 19). Aquí tenemos dos proyectos más usando el mismo UAA170, considerando que serán de gran interés para nuestros lectores.

SECUENCIAL DE 10 LEDS CON VAIVÉN

Nuestro primer proyecto es bastante simple, ya que consiste en un sistema secuencial de 10 leds que "corren" en un sentido y después en otro, en una velocidad que puede ser ajustada a voluntad.

El dispositivo secuencial puede ser usado con diversas finalidades como decoración, señal de alerta, sistema de audio, etc. El sistema nos recuerda el famoso autofantástico.

El circuito

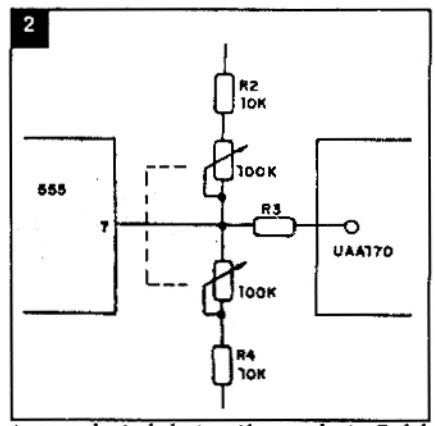
Agregamos a la placa base simplemente un oscilador astable con el 555 en una peqeña placa de circuito impreso cuyo funcionamiento puede ser descripto de la siguiente manera:

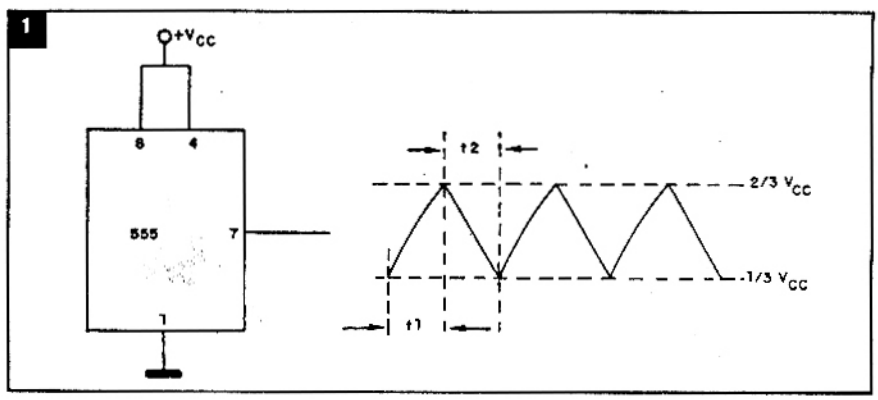
El 555 produce una señal de forma de onda rectangular en su salida, pero en el pin 7 tenemos una señal aproximadamente triangular que corresponde a la carga y descarga del capacitor C, como muestra la figura 1.

La frecuencia de la señal puede ser alterada tanto por el cambio del tiempo de subida como de descenso, o sea, por la carga o descarga del capacitor.

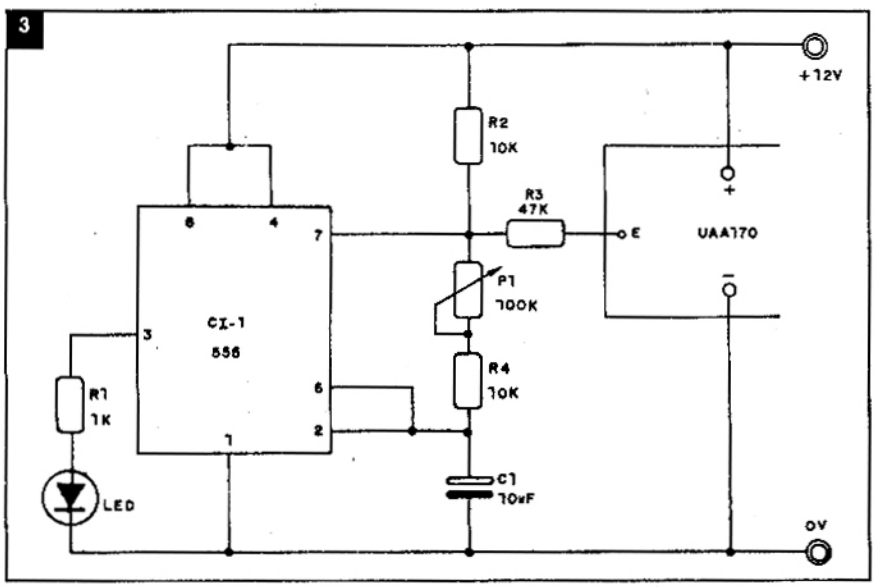
Para una aplicación menos crítica como la nuestra es suficiente alterar uno de los tiempos para tener una variación sensible de la frecuencia pero si el lector quiere un "perfeccionamiento" del efecto, podemos emplear un potenciómetro doble, como muestra la figura 2.

El UAA170 es entonces conectado en este punto del circuito, de modo de monitorear el nivel de tensión en el pin 7 del integrado. Un resistor de 47 k evita que el circuito sea cargado, con alteraciones en su funcionamiento (R3). El circuito para esta aplicación se dá en la figura 3.





3



La parte correspondiente al oscilador es montada en una placa de circuito impreso cuyo diseño aparece en la figura 4.

Los trimots deben ser ajustados para que los niveles alto y bajo del 555 correspondan a los límites inferior y superior de la escala de leds, lo que da 1/3 y 2/3 aproximadamente de la tensión de alimentación.

Prueba y Uso

Para probar la unidad, se debe conectarla a una fuente de 12V y ajustar P1 para obtener el efecto secuencial de la manera deseada.

Si la banda de variación de velocidad obtenida con el potenciómetro fuera pequeña, el lector debe cambiar el capacitor C1. Alteraciones de valores en la banda de 2,2µF a 100µF son normales.

Para usarlo basta instalar la placa base con los leds de manera que permita obtener el efecto deseado.

LISTA DE MATERIALES

CI - 1 - 555 - timer - circuito integrado
LED - led rojo común
R1 - 1k x 1/8W - resistor (marrón, negro, rojo)
R2, R4 - 10k x 1/8W - resistor (amarillo, violeta, naranja)
C1 - 10µF x 16V - capacitor electrolítico
P1 - 100k - potenciómetro o trimpot

Varios: placa de circuito impreso, placa base con el UAA170, cables, soldadura, etc.

ACELEROMETRO PARA EL AUTOMOVIL

Nuestro segundo proyecto está dedicado a los lectores que gustan "adornar" el tablero del auto con instrumentos diversos, principalmente los digitales que tienen una apariencia que llama más la atención.

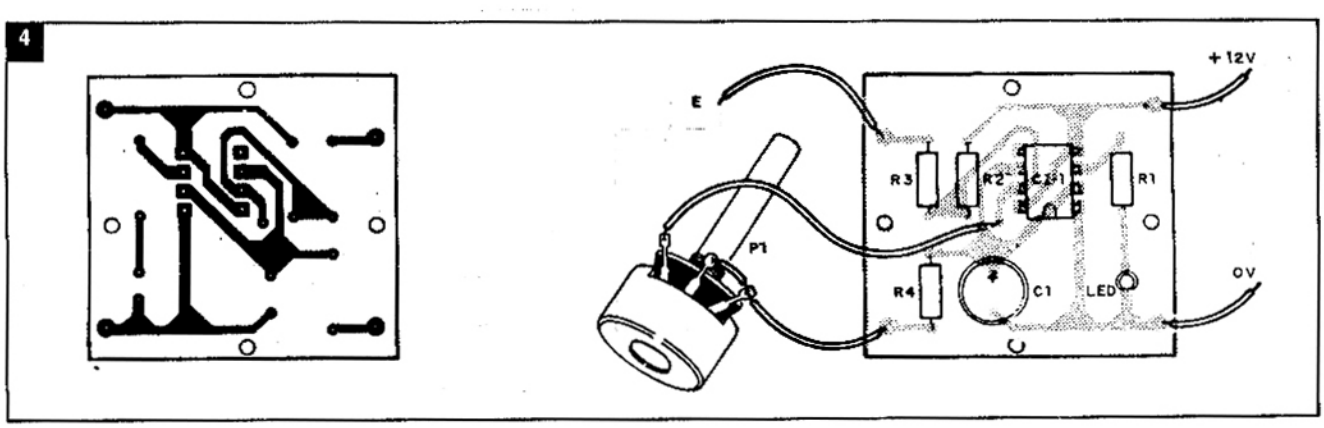
Lo que proponemos es un "acelerómetro", o sea, un medidor de aceleración (y también de frenada que es una aceleración negativa).

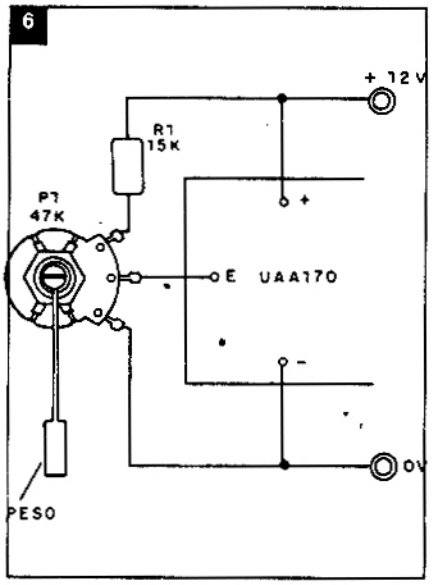
En el momento de arrancar, los leds correrán en la escala en una proporción que depende de la variación de velocidad, y lo mismo ocurrirá en relación a la frenada.

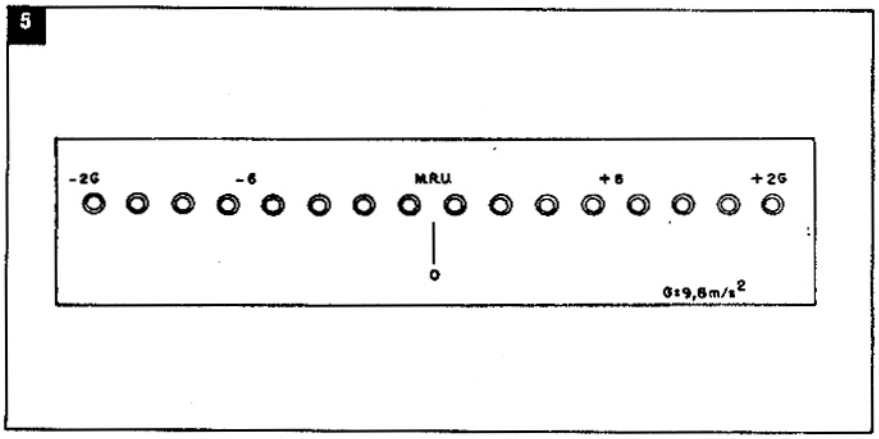
En la figura 5 tenemos una sugerencia de escala para el panel.

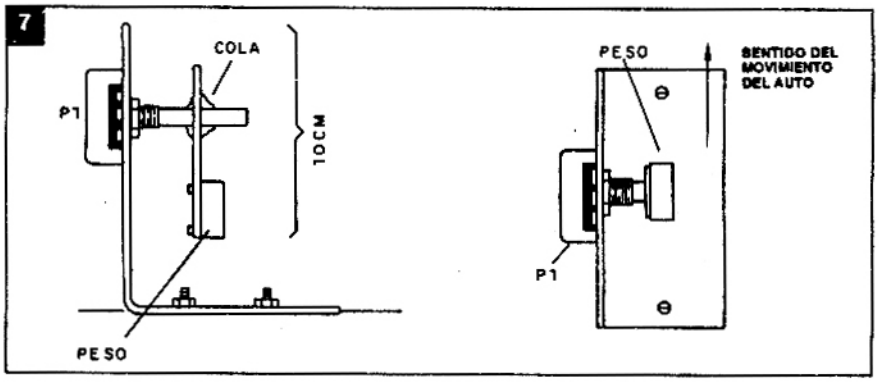
El sensor de aceleración no es más que un potenciómetro con un peso, según las explicaciones que damos a continuación.

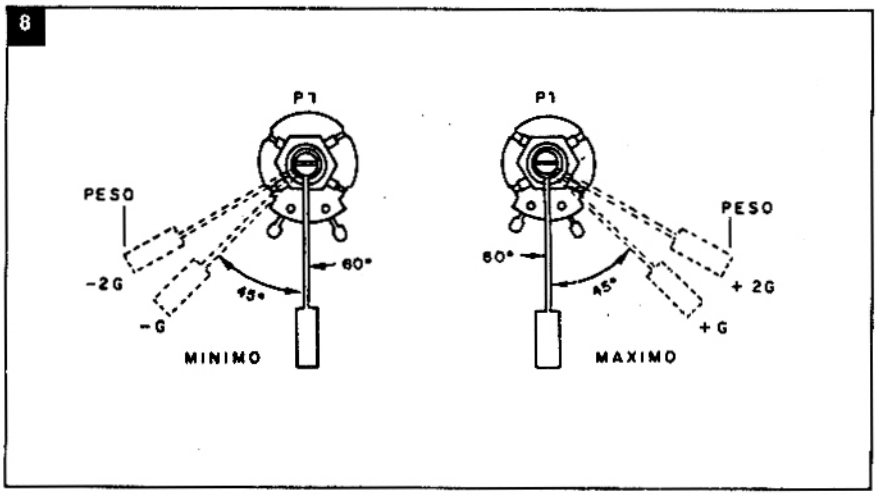
4











LISTA DE MATERIALES

P1 - 47k - potenciómetro lineal
R1 - 15k x 1/8W - resistor (marrón, verde, naranja)

Varios: peso, soporte para montaje, cables, soldadura, etc.

El circuito

En la figura 6 tenemos el circuito ultra sencillo que lleva solamente dos componentes: un resistor y un potenciómetro de 47 k.

En el eje del potenciómetro se fija un péndulo con un peso de por lo menos 300 gramos que va a moverlo en la aceleración y en la frenada.

En la figura 7 mostramos cómo se fija este péndulo y la manera en que se lo debe instalar, en el sentido de que se mueva longitudinalmente al recorrido del auto.

Una posibilidad interesante para los "corredores" es un montaje semejante en el sentido transversal, donde se puede tener una indicación de la curva límite o aceleración lateral, que naturalmente será función del piso y del tipo de neumáticos.

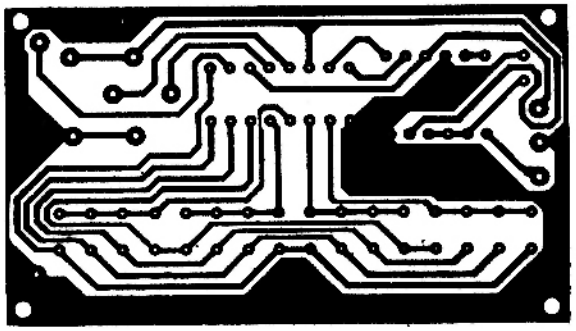
El ajuste después de montado es sencillo.

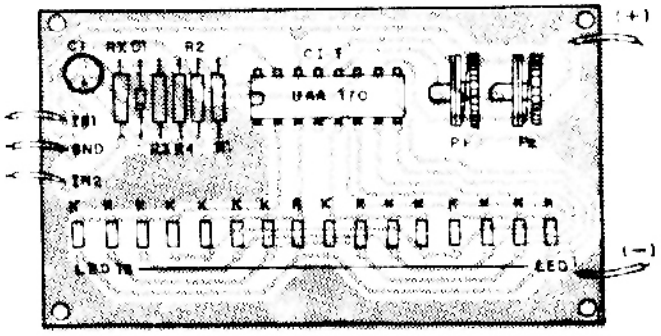
Ajuste

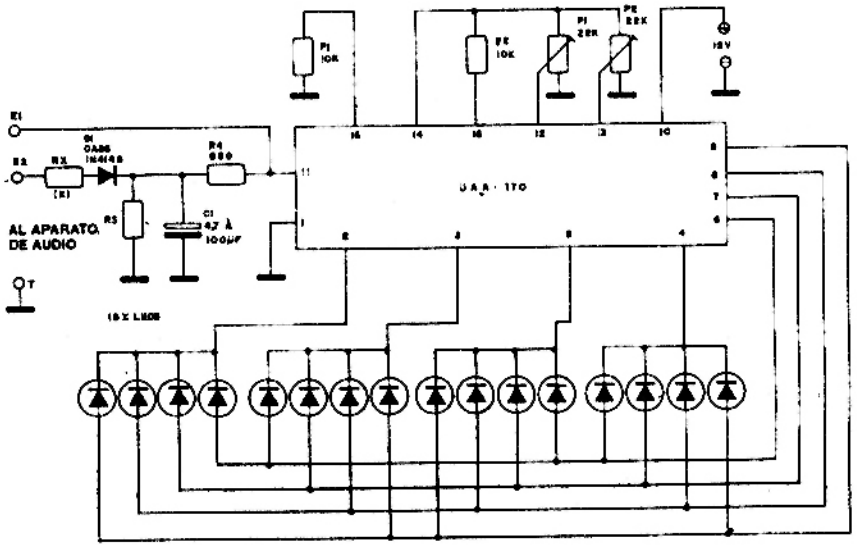
Coloque el potenciómetro todo hacia la derecha y ajuste el trimpot de máximo para que se encienda el último led.

En la posición normal, o sea, sin aceleración, el led del medio de la escala, aproximadamente, debe quedar prendido.

Para un funcionamiento mejor de la escala se puede abrir el potenciómetro y reducir la tensión mecánica del cursor sobre la pista de carbono. ✪







Circuito y placa de montaje básico, más informaciones en Saber Electrónica Nº 4

COMPARADORES DE LUZ

1ª Parte

La comparación de magnitudes físicas, con la simple indicación de las diferencias de valores, accionamiento de dispositivos de aviso o accionamiento de controles, es algo que puede interesar al profesional de la electrónica. En especial, en este artículo nos dedicamos a los comparadores de intensidad de luz usando LDRs que sirven para diversas aplicaciones,como por ejemplo la comparación de tonalidad de tintas, de transparencia de plásticos, papeles u otros productos; de transparencia de soluciones químicas, con la detección de la ocurrencia de reacciones; de luminosidad de ambientes, etc. Con el cambio de los sensores de luz por termistores, podemos también utilizar los mismos circuitos en una infinidad de otras aplicaciones que involucran la comparación de temperatura.

Por Newton C. Braga

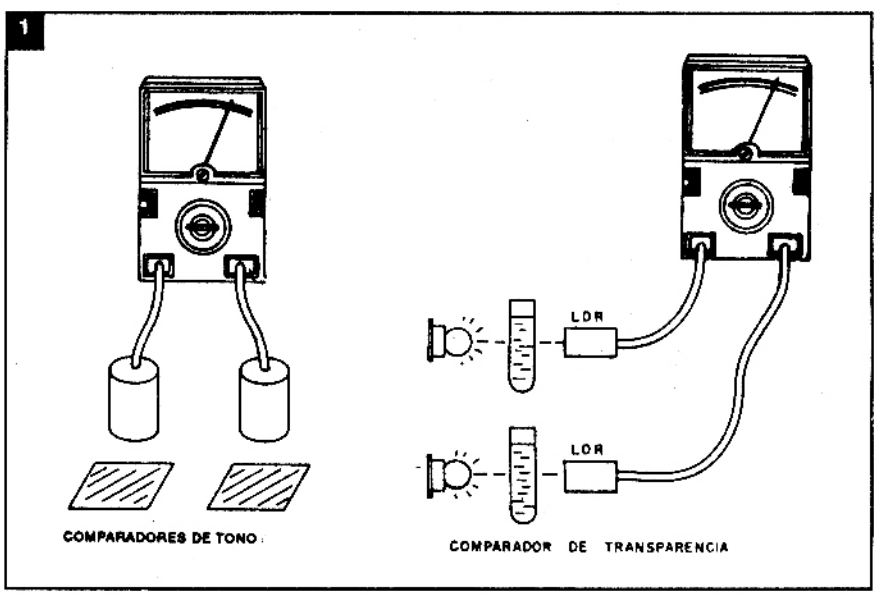
Comparar dos intensidades de luz: es un problema que puede ser resuelto por la electrónica con cierta facilidad y hasta con la posibilidad de algunos recursos adicionales.

Consultados por diversas personas sobre la posibilidad de elaborar circuitos para la comparación de magnitudes físicas, específicamente la luz, estudiamos diversos proyectos que pueden ser de gran utilidad para todos, pero principalmente para los que trabajan en laboratorios de aplicaciones profesionales.

Estos circuitos son comparadores de intensidades luminosas que usan como sensores LDRs comunes o fotorresistores de sulfato de cadmio. La excelente sensibilidad de estos sensores permite el trabajo en un enorme gama de intensidades luminosas, lo que significa que los circuitos, sin prácticamnte grandes alteraciones, pueden operar en una cantidad de aplicaciones muy grande.

Los proyectos que discutimos, básicamente, comparan intensidad de luz dando indicaciones en instrumentos, leds o bien accionando cargas externas.

Entre las aplicaciones sugerimos las siguientes:



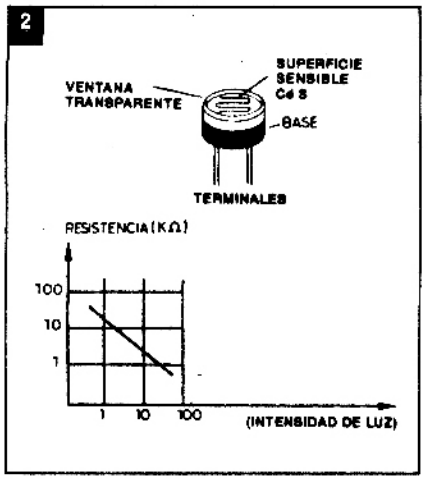
* En un laboratorio de química, para la medición de transparencia de soluciones y comparaciones que significan la ocurrencia de reacciones.

La monitorización de reacciones por el cambio del grado de transparencia, o bien el grado de concentración, puede hacerse con el accionamiento de avisos o alarmas.

* Comparaciones de reflectancias, transparencias o bien tonalidades, hechas en laboratoios que trabajen con tintas, materiales fotográficos o gráficos.

* La iluminación de ambientes puede ser comparada con patrones, usando los circuitos propuestos.

* Con el cambio de los sensores por termistores, en los laboratorios de química, física o biología, se pueden hacer comparaciones o monitorizaciones de tempera-

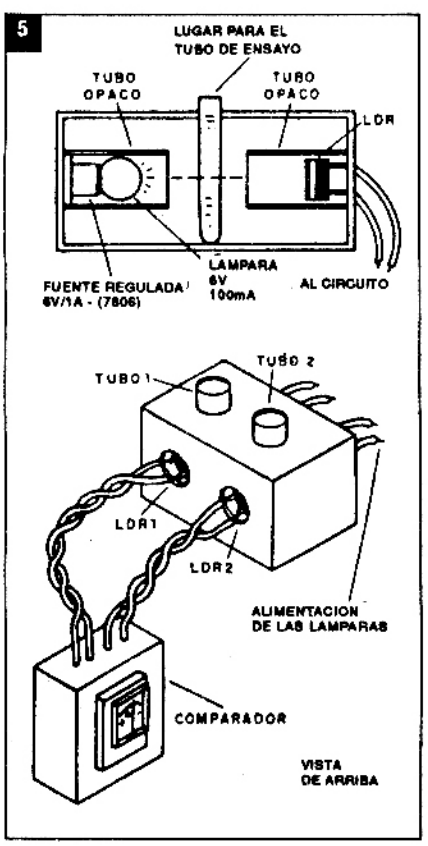


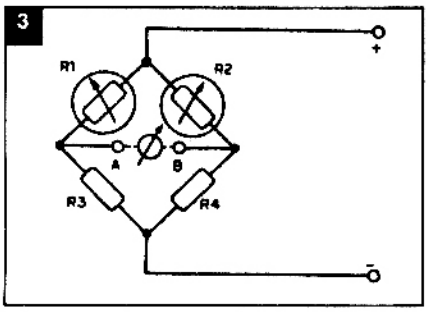
tura con la simple indicación, o bien con el accionamiento de controles o alarmas (figura 1).

El circuito

La base de todos los circuitos es el sensor de luz, conocido como LDR o Light Dependent Transistor (fotorresistor). Su aspecto aparece en la figura 2.

Este componente presenta una superficie de sulfuro de cadmio (Cds) sensible a la luz, cuya resistencia varía en una proporción inversa a la intensidad de la luz incidente. En la misma figura tenemos un gráfico que muestra que, típicamente, esta resistencia puede ser de algunos megohms en la oscuridad completa, cayendo a centenares o incluso decenas de ohms con iluminación máxima.





Dos LDRs pueden ser conectados de modo de formar un puente de Wheatstone típico, como muestra la figura 3.

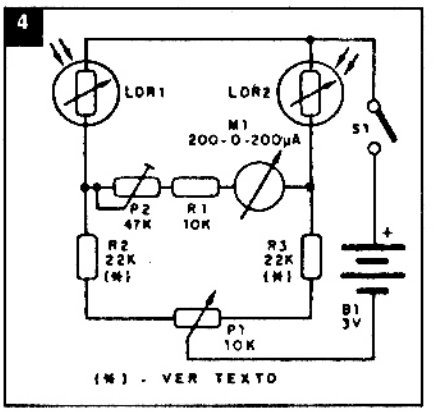
En este puente la corriente en el elemento indicador, o la tensión entre los puntos A y B, es nula cuando ocurre el equilibrio. Y para el equilibrio, se debe satisfacer la siguiente ecuación:

$R1/R2 = R3/R4$

Si R1 y R2 fueran LDRs es fácil percibir que mientras ellos mantengan la misma relación de la resistencia, el equilibrio se mantiene, y con esto, la indicación del puente.

Para obtener una sensibilidad ideal para la indicación de equilibrio (y también de desequilibrio), es importante que los resistores R3 y R4 tengan el mismo orden de magnitud que R1 y R2. Como R1 y R2 son las resistencias de los LDRs, y éstas pueden variar mucho dependiendo de la intensidad de luz con que normalmente se trabaja, su valor va a depender de la aplicación.

Así, para intensidades de luz muy pequeñas, como en la medición de reflectancia de superficies o de la transparencia de sustancias que sean casi opacas, se deben usar valores en la banda de 100k hasta incluso 470k. Para intensidades medias, con iluminación de ambientes o fuentes de luz débiles, la banda de valores estará entre 10k y 82k y , finalmente, con fuentes fuertes, como por ejemplo bajo iluminación intensa de focos de luz en la monitorización de reacciones químicas, iluminación solar (luz del día) etc., los valores estarán en la banda de 2k a 8k2.



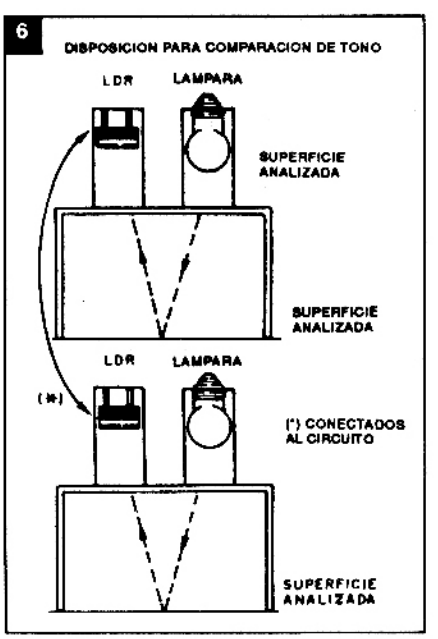
En los proyectos, dependiendo de las aplicaciones daremos las indicaciones que permitan hacer las debidas modificaciones.

Para todos los proyectos sugerimos la utilización de los LDRs redondos de 1 cm (Tecnowatt) o equivalentes. Tipos mayores como los FR-27, dependiendo de la aplicacióón, también servirán.

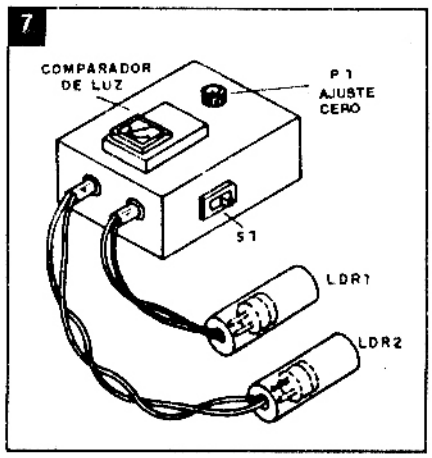
Comparador sencillo con indicador analógico

Nuestro primer circuito aparece en la figura 4.

Es la versión más sencilla que pode-



7



LISTA DE MATERIALES

LDR1, LDR2 - LDRs redondos comunes de 1 cm (Tecnowatt)
M1 - 200-0-200µA - microamperímetro con cero en el centro de la escala
S1 - interruptor simple
B1 - 3V - 4 pilas pequeñas
P1 - 10k - potenciómetro lineal
P2 - 47k - trimpot
R1 - 10k - resistor (marrón, negro, naranja)
R2, R3 - 22k - resistores (rojo, rojo, naranja)

Varios: caja para montaje, soporte de pilas, placa de circuito impreso, alambres, soldadura, etc.)

mos dar y que hace la comparación de intensidades luminosas. Podemos medir la transparencia de soluciones o compararlas, como muestra la figura 5, instalando los LDRs de modo que reciba la luz a través de tubos de ensayo donde están colocadas las soluciones. Detrás de los tubos tenemos una fuente única de luz con intensidad fija.

En la figura 6 tenemos la utilización de este circuito en la comparación de la tonalidad de tintas. Observe que los LDRs deben estar colocados a la misma distancia del material analizado y que las fuentes de luz deben tener la misma intensidad.

El potenciómetro P1 sirve para hacer la calibración. Colocando los dos LDRs bajo iluminación de la misma intensidad, debemos ajustar P1 para la indicación de nulo para el instrumento.

P2 sirve para limitar el fondo de escala del instrumento, evitando que, bajo iluminación fuerte, la misma sobrepase el final de la escala. Se ajusta P2 para que, estando un LDR bajo iluminación normal y el otro completamente a oscuras, tengamos la indicación de fondo de escala.

En la figura 7 tenemos una sugerencia de montaje para este comparador de luz.

Los resistores R2 y R3 son elegidos de acuerdo con la intensidad de luz que normalmente encontramos en los testigos de comparación. Para intensidades menores (luz muy débil) aumente estos resistores para 47k, y para intensidades de luz muy fuertes (luz del día) redúzcalos para 10k o incluso 4k7.

El instrumento indicador no es crítico, pudiendo usarse un microamperímetro de 200µA con cero en el centro, incluso un tipo más sensible, con los de 50µA, que son usados para indicar estado de batería en muchos equipos y que son bastante compactos.

Un miliamperímetro de 0-1mA también podrá usarse, pero en este caso, el instrumento no tendrá la misma sensibilidad para intensidades de luz muy pequeñas. La alimentación se hace con dos pilas de 1,5V que tendrán óptima durabilidad en vista del bajo consumo de corriente de la unidad.

Para usar el instrumento es preciso siempre llevarlo a cero. Para eso, someta los dos LDRs a la misma iluminación (use un patrón, como por ejemplo soluciones con transparencia conocida e iguales, paneles con un gris medio cnocido, etc.) y ajuste P1 para la indicación de cero. Después sólo basta hacer las comparaciones de luz, según la aplicación deseada.

Evidentemente, los LDRs pueden ser instalados de manera fija y no en tubos, en caso que pretenda otro tipo de aplicación

Comparador con circuito de disparo

Esta aplicación puede ser interesante cuando se desea el disparo de una alarma, de un circuito de aviso o bien de un control que accione algún dispositivo cuando la intensidad de luz que incide en un LDR aumenta en relación a otro. El circuito también parte de la configuración de los LDRs en puente, como podemos ver por la figura 8.

Tenemos un amplificador operacional 741 conectado como comparador, donde las tensiones de las entradas inversora y no inversora son determinadas por la intensidad de luz que incide en cada LDR.

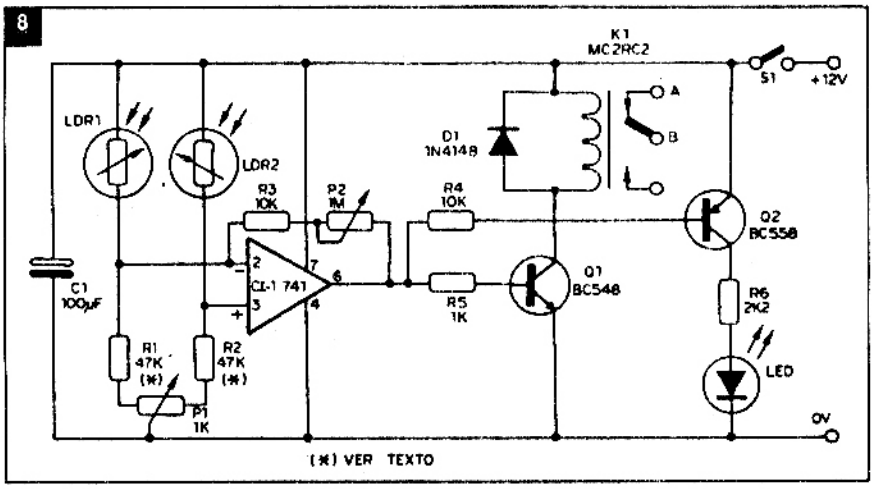
En la salida del operacional tenemos dos circuitos: uno que tiene un led que enciende cuando la tensión de esta salida fuera positiva y otro que tiene un relé que acciona cuando la tensión fuera nula.

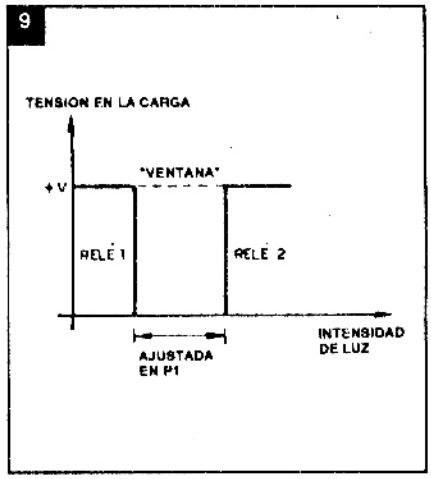
Si la tensión de la entrada no inversora fuera mayor que la de la entrada inversora, la tensión de salida del operacional será positiva y el relé será accionado . Por otro lado, si la tensión de la entrada inversora fuera menor que la de la entrada no inversora, la salida del operacional será nula y el led estará encendido.

Con la iluminación por igual de los dos LDRs y el ajuste del equilibrio del puente hecho en P1, quedamos en el punto de transición del circuito. Un pequeño retoque en P1 nos permite llevarlo a la condición en que el relé está abierto y el led encendido.

Si la iluminación sobre los dos LDRs se altera del mismo modo, o sea, aumenta o disminuye en los dos al mismo tiempo, esta condición de equilibrio del puente se mantiene y no hay cambio en las condiciones de salida.

Sin embargo, si la iluminación del LDR1 aumenta más que la del LDR2, o bien la iluminación del LDR2 disminuye más rápidamente que la del LDR1, pasamos por el punto de transición del circuito y ocurre la conmutación. El led se apa-





ga y el relé es activado, conectando una carga externa.

Vea que este circuito no responde a las variaciones contrarias a la indicada, o sea, disminución de la luz de LDR1 en relación a LDR2. Para eso, tenemos otro tipo de circuito, que será dado posteriormente.

El potenciómetro P2 determina la rapidez de respuesta a la transición de luz, o sea, la sensibilidad. Este componente actúa sobre la ganancia del amplificador operacional y su ajuste depende de la aplicación dada al aparato así como de R1 y de R2.

Los valores de 47k son los indicados para iluminaciones de medianas a débiles, debiendo ser disminuidos si el aparato va a trabajar con iluminación fuerte.

La alimentación del circuito se hace con fuente de 12V, que debe proveer por lo menos 200mA de corriente. El relé es el MC2RC2 (Metaltex), que admite una corriente de carga de 2A. Los resistores son todos de 1/8W y los transistores son de uso general.

Comparador de ventana

En este circuito, los relés quedan desactivados cuando las intensidades de luz en los LDRs estuvieran dentro de una banda determinada de iluminación. Cuando la iluminación de los LDRs fuera distinta, aumentando o disminuyendo, un relé u otro se accionará, llevándonos entonces a la característica de "ventana" como se muestra en la figura 9.

Los relés, tanto pueden ser unidos en paralelo como en forma independiente, en función de la aplicación deseada. En foma independiente obtenemos el accionamiento con la caída de iluminación del LDR1, en relación a LDR2 o aumento de luz en contraste con LDR1. El otro relé será accionado cuando tuviéramos una caída de iluminación en LDR2 en relación a LDR1, o aumento de luz en LDR1 en contraste con LDR2.

P1 hace el ajuste del equilibrio, que determina el centro de banda de actuación. En la figura 10 tenemos el circuito completo de esta aplicación.

Vea que en esta aplicación, los comparadores hechos con amplificadores operacionales del tipo 741 operan con máxima ganancia, lo que significa una transición rápida del estado en el punto de desequilibrio. Podemos suavizar esta característica, según lo demuestra la figura 11, con la utilización de un potenciómetro de realimentación negativa entre los pins 6 y 2 de cada integrado.

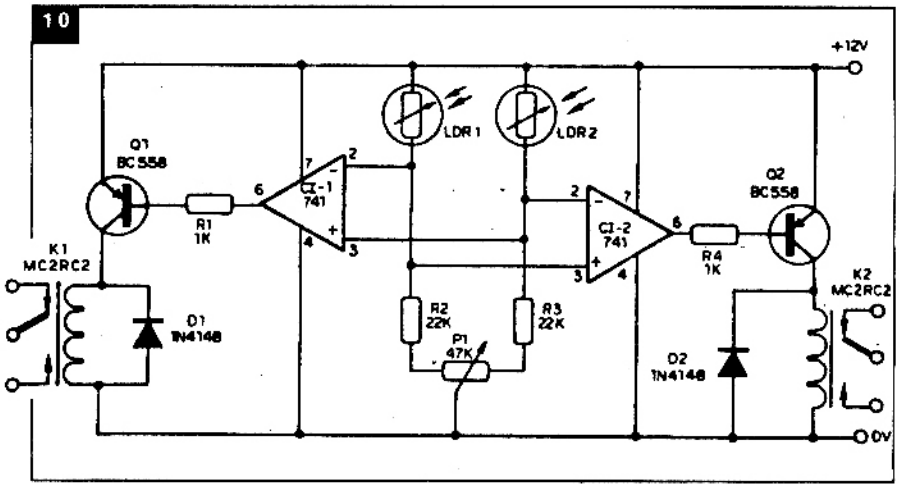
El valor típico de este potenciómetro es de 1M y con él obtendremos una ganancia unitaria de tensión en los operacionales.

LISTA DE MATERIALES

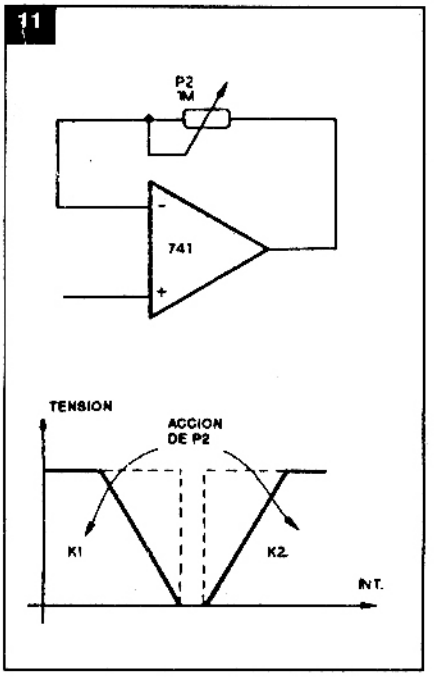
CI-1 - 741 - amplificador operacional - circuito integrado
Q1 - BC548 - transistor NPN de uso general
Q2 - BC558 - transistor PNP de uso general
D1 - 1N4148 - diodo de silicio de uso general
LED - led rojo común
K1 -- MC2RC2 o equivalente - microrrelé (Metaltex) para 12V
LDR1, LDR2 - LDRs comunes de 1 cm (Tecnowatt)
S1 - interruptor simple
P1 - 1k - potenciómetro
P2 - 1M - potenciómetro
C1 - 100µF x 16V - capacitor electrolítico
R1, R2 - 47k - resistores (amarillo, violeta, naranja)
R3, R4 - 10k - resistores (marrón, negro, naranja)
R5 - 1k - resistor (marrón, negro, rojo)
R6 - 2k2 - resistor (rojo, rojo, rojo)

Varios: placa de circuito impreso, caja para montaje, fuente de alimentación, zócalo integrado y led, cables, soldadura, etc.)

10



11



LISTA DE MATERIALES

CI-1, CI-2 - 741 - amplificadores operacionales - circuitos integrados.
Q1, Q2 - BC558 - transistores PNP de uso general.
LDR1, LDR2 - LDRs redondos comunes de 1cm (TEcnowatt).
K1, K2 - MC2RC2 ó equivalentes - microrelés de 12V.
P1 - 47k - potenciómetro lineal simple.
R1, R4 - 1k - resistores (marrón, negro, rojo)
R2, R3 - 22k - resistores (rojo, rojo, naranja)

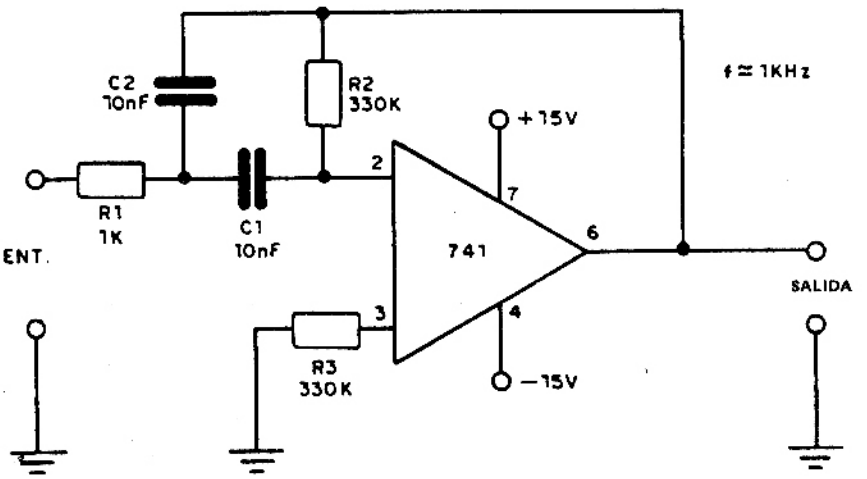
Varios: placa de circuito impreso, fuente de alimentación, zócalos para los integrados y relés, cable, soldadura, caja para montaje, etc.

Los resistores R2 y R3 deben tener sus valores adecuados a la intensidad de luz normal en los dos sensores. La banda de valores es la misma indicada en la introducción del artículo.

CIRCUITOS & INFORMACIONES

FILTRO PASA-BANDA

Las señales en una banda relativamente estrecha, alrededor de 1kHz pueden pasar por este filtro. La fuente debe ser simétrica.

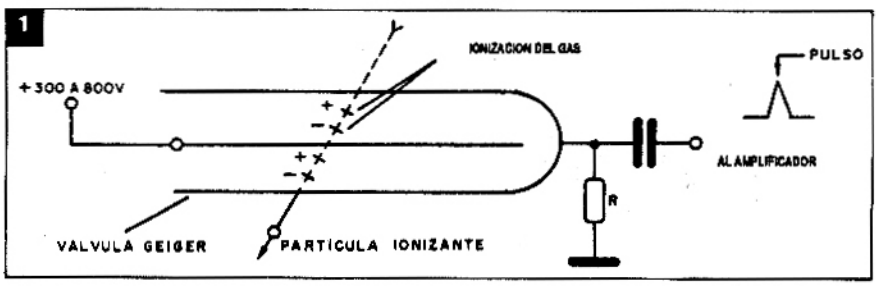


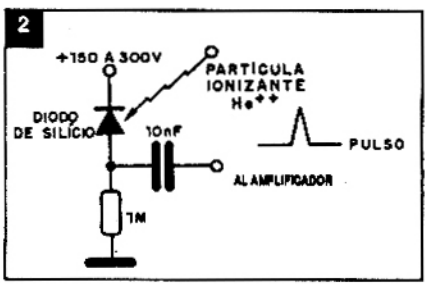
DETECTORES DE RADIACION SIN VALVULA GEIGER

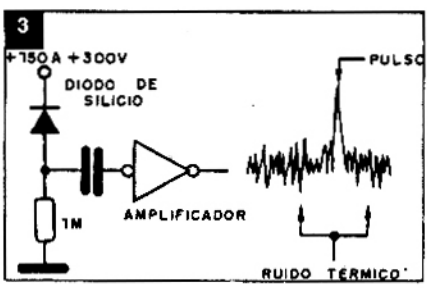
Ya hemos publicado un interesante artículo (SABER ELECTRONICA N° 20) sobre la radiación nuclear y los detectores, complementando la explicación con tres proyectos que se pueden elaborar con cierta facilidad, dada su simplicidad. Sin embargo, tales detectores usan un componente básico difícil de encontrar en nuestro mercado (en nuestro prototipo adquirimos el componente en el exterior): la válvula Geiger. Recibimos varias consultas sobre si se podría sustituir este componente por otro más accesible. Después de algunos estudios llegamos a la sustitución que describimos en este artículo.

Por Newton C. Braga

Según describimos en el artículo de la revista SABER ELECTRONICA N° 20, p. 45, las radiaciones nucleares son detectadas por válvulas especiales a partir de la ionización que producen en un gas por su pasaje. Así, las partículas alfa (núceos de helio) y beta (protones), al pasar por un gas enrarecido, producen una ionización. Los electrodos de la válvula son entonces sometidos a una ionización. Los electrodos de la válvula son entonces sometidos a una tensión elevada (entre 300 y 800V) de tal modo que, en el momento en que la partícula atraviesa la válvula, el gas en su interior se vuelve momentáneamente conductor, produciendo así un pulso que se puede amplificar (figura 1).







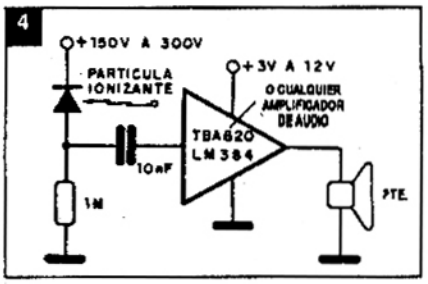
El número de pulsos "oídos", o bien contados por circuitos especiales, da el grado de radiación que incide en el detector. Este grado o nivel de radiación, empero, tiene en cuenta las dimensiones de la válvula que son relativamente grandes. Así, para la calibración de un detector o para la determinación de su sensibilidad, es importante saber cuál es la superficie útil que recibe la radiación ionizante.

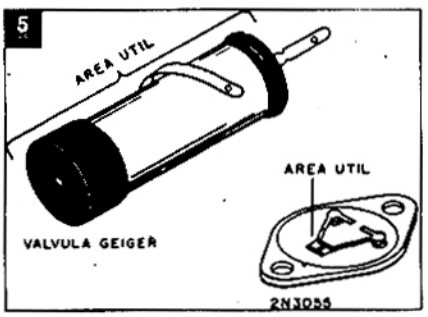
Las válvulas Geiger que funcionan de este modo, son componentes muy caros, delicados y de difícil obtención en nuestro mercado.

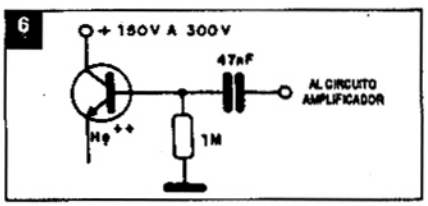
¿Habría posibilidad de hacer su sustitución?

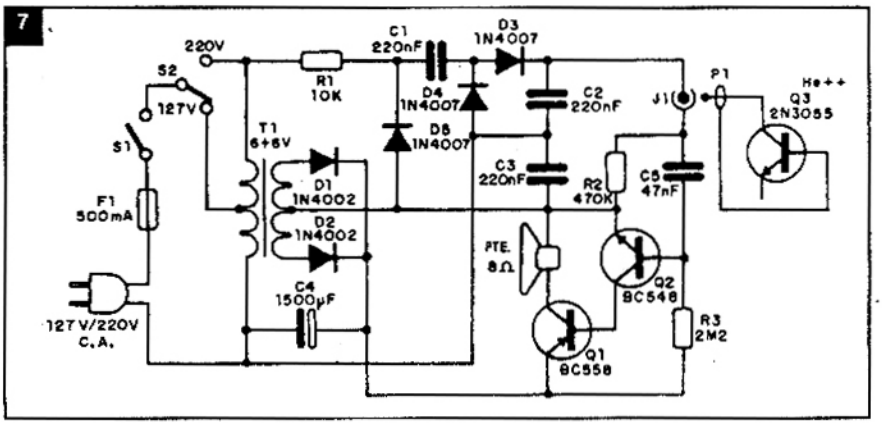
Analizando literatura especializada y haciendo experimentos, llegamos a la conclusión que una juntura semiconductora, un diodo por ejemplo, también puede detectar radiaciones ionizantes, como por ejemplo partículas alfa. Para esto, basta polarizar un diodo en el sentido inverso con una tensión bastante elevada, del orden de 150 volt, como muestra la figura 2, y usar como carga un resistor de 1 a 2,2 Mohm.

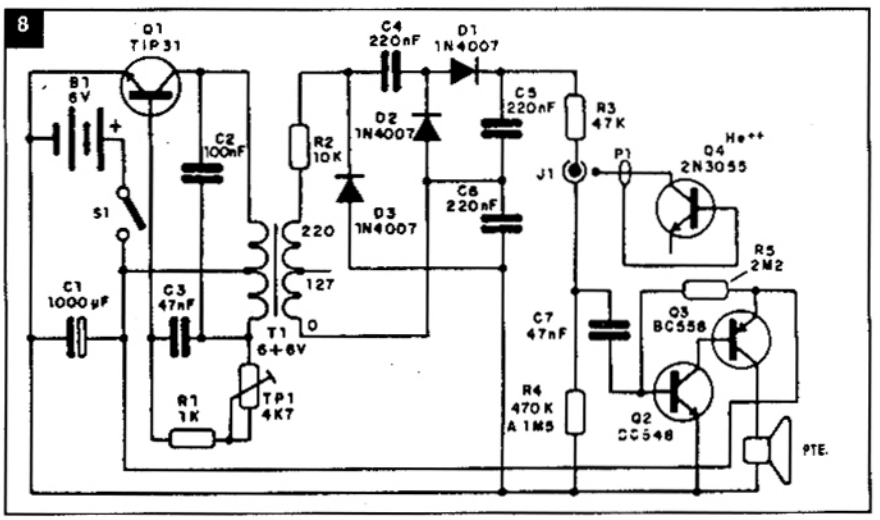
En las condiciones normales, sin incidencia de radiación, la corriente que circula por el diodo es mínima, dependiendo solamente de la liberación de portadores de carga por agitación térmica de los áto-











mos del material, o bien por la incidencia de luz. Esta corriente, mientras tanto, tiene un valor constante.

La tensión sobre el resistor es entonces mantenida en un valor más o menos constante, no habiendo señal disponible en el capacitor de salida. Si conectamos este circuito a un amplificador de audio de buena ganancia, el máximo que tendremos es la amplificación del ruido térmico que corresponde justamente a los portadores de carga liberados en la juntura (figura 3).

Sin embargo, si una partícula ionizante alcanza la juntura semiconductora, liberará una cierta cantidad de portadores de carga que producirán un pico de corriente en el componente. Este pico de corriente corresponde a un pulso que puede ser amplificado por el circuito externo (figura 4). En suma, la juntura del material semiconductor detecta la radiación que incide en ella con buena sensibilidad.

Problemas de sensibilidad

La sensibilidad de este dispositivo es grande, pero existe un problema a considerar: sus dimensiones.

Si tomamos la juntura de un diodo común, veremos que tiene dimensiones de pocos milímetros, millares de veces menor que la superficie útil de una válvula Geiger.

Así, exponiendo los dos dispositivos a una fuente de radiación atómica, como sugiere la figura 5, mientras que decenas de partículas alcanzarán la válvula a cada minuto, en la juntura del diodo tendremos apenas una que otra partícula detectada por minuto.

Está claro que si tuviéramos una fuente de radiación muy fuerte la cantidad de partículas que inciden en la juntura será mayor y la detección más fácil.

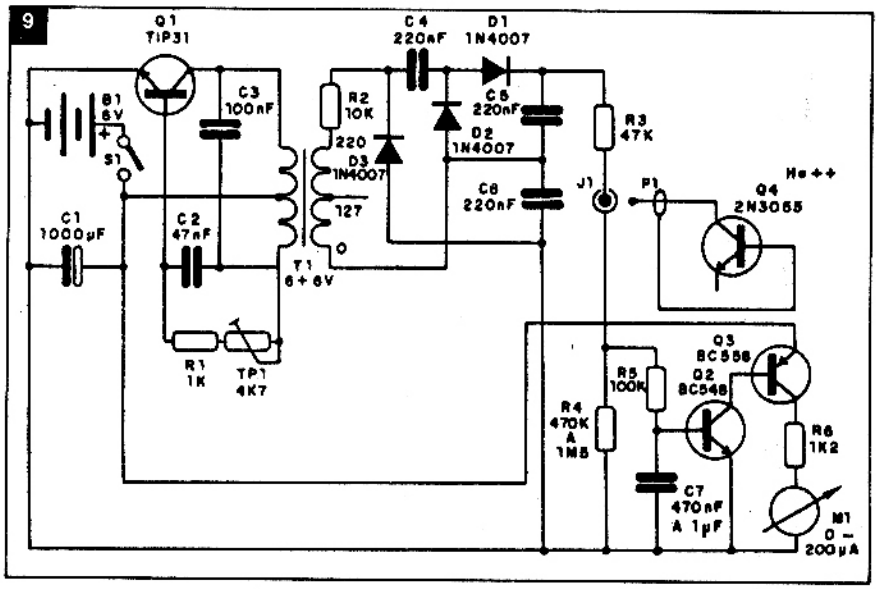
¿Qué tipo de componente tendría una juntura de buenas dimensiones para ser usado como detector?

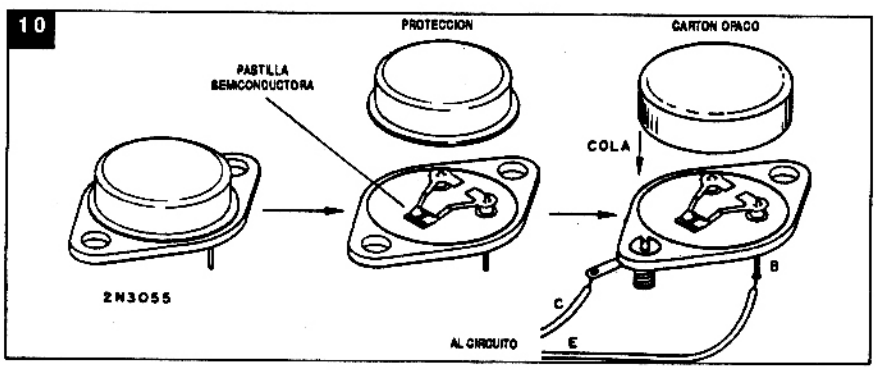
El primer punto importante a considerar es la facilidad con que la juntura sería expuesta a la radiación. El segundo punto sería su capacidad para soportar la tensión elevada de polarización, y finalmente, el tamaño de su "pastilla semiconductora".

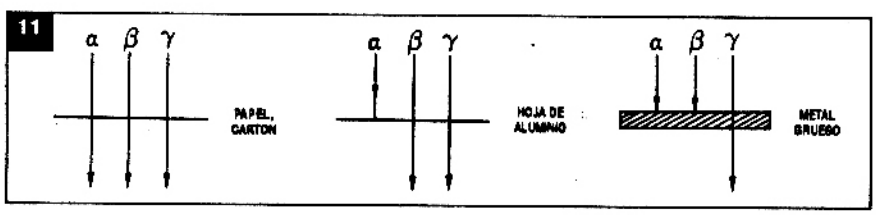
Teniendo en cuenta esto hicimos experimentos con el bien conocido transistor 2N3055 y tuvimos resultados satisfactorios.

Por supuesto que su juntura expuesta tiene dimensiones de milímetros contra los muchos centímetros de la válvula, pero la capacidad de detectar la radiación, siempre que la misma incida sobre el componente, existe.

Así, para los lectores que desean hacer su montaje, aunque la sensibilidad sea menor dada la pequeña superficie colectora de radiación, describimos nuestro proyecto.







El circuito

Básicamente podemos sustituir en los tres circuitos de la revista SABER ELECTRONICA N° 20 la válvula Geiger por el transistor 2N3055, según la conexión que aparece en la figura 6.

Tenemos entonces las tres versiones:

a) La versión 1 corresponde a un detector alimentado por la red con audición por un parlante. Se trata del mismo proyecto de la figura 5 del artículo de la revista N° 20. Los pormenores del funcionamiento, placa y montaje podrán hallarse en la misma revista (figura 7).

b) La versión 2 es alimentada por pilas con audición en audífono. Mayores detalles los encontrará en el circuito de la figura 8 de la revista N° 20.

c) Finalmente tenemos la versión 3 que es alimentada por pilas y que excita un instrumento. Dada la pequeña sensibilidad, esta versión no es recomendada a no ser para la detección de niveles muy altos de radioactividad (figura 9).

En la figura 10 tenemos el procedimiento para "preparar" el transistor 2N3055 como sensor.

Retiramos su cubierta y exponemos su juntura.

Una vez expuesta la juntura, debemos evitar que lo alcance la luz. Para ello hacemos una protección de cartón oscuro (la radiación alfa puede atravesar este material).

Las conexiones se hacen con cable común. El sensor debe ser montado de manera de facilitar su utilización, ya que debe ser acercado a la fuente de radiación.

Utilización

Al conectar el aparato debemos oír solamente un silbido que corresponde al ruido térmico de la juntura del semiconductor. En la incidencia de cualquier radiación ionizante habrá la producción de un pulso que se traduce en un chasquido. Cuanto mayor es la cantidad de chasquidos, mayor será la intensidad de la radiación.

Uno que otro chasquido ocasional puede oírse durante las pruebas de funcionamiento, debido a la incidencia de rayos cósmicos sobre la Tierra. Estos rayos son partículas de alta energía que bombardean la Tierra constantemente viniendo de todas las partes del universo. Como su cantidad es muy pequeña, no precisamos tener miedo de sus efectos (siempre tales rayos han incidido sobre toda la humanidad y hasta ahora no ocurrió nada grave) (figura 11).

Observación: recordamos que se trata de un aparato experimental de sensibilidad relativamente baja dadas las dimensiones del sensor. Sugerimos que los lectores hagan experimentos con diodos de gran superficie de juntura o incluso otros componentes. Otra posibilidad es la conexión en paralelo de diversos transistores.

Con relación al material radioactivo para la prueba, como es difícil su obtención, la misma debe hacerse en función solamente de los rayos cósmicos, a no ser por personas habilitadas que tengan acceso a las fuentes de partículas alfa.

Los diales de relojes muy antiguos que usaban "radio" para hacerlos visibles de noche presentan un considerable nivel de radiación, pudiendo ser usados (con cautela) para la calibración o comprobación de funcionamiento del aparato. ✪

POTENCIOMETROS LIN y LOG

Muchos lectores se sienten confundidos por los términos "lin" y "log" aplicados a los potenciómetros. En este pequeño artículo les aclaramos el significado de estos términos, y en qué tipo de aplicaciones deben usar uno o el otro.

Es común que los prinpiantes se sientan confundidos cuando, al ir a adquirir un potenciómetro de determinado valor, se encuentran que para ese mismo valor existen dos posibilidades: lin o log.

¿Qué significan estos términos y de qué modo hacer la elección adecuada para un proyecto?

Como seguramente ya saben, un potenciómetro es un resistor variable, o sea, un resistor cuya resistencia debe variar entre dos valores determinados cuando giramos o movemos su cursor. La resistencia presentada varía entonces entre 0 y un valor máximo que es el valor nominal del potenciómetro y por el cual lo compramos (figura 1).

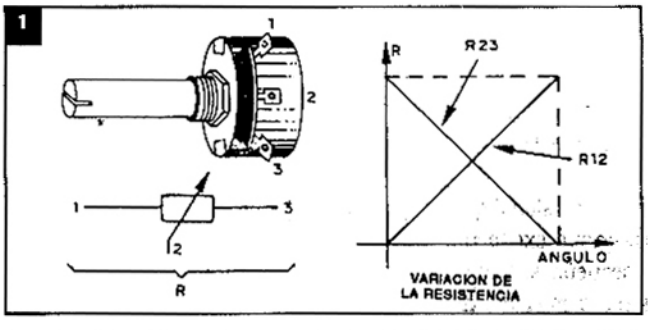
El modo en que la resistencia varía es importante en aplicaciones determinadas, porque puede estar relacionado con la sensibilidad de nuestro oído o la presencia de una escala en el aparato. En el caso de los potenciómetros lineales (lin), lo que ocurre es que la resistencia aumenta o varía en proporción directa al movimiento de su cursor, lo que nos lleva a una "curva" que justamente es una recta, como muestra la figura 2, de ahí su nombre. Se puede hacer entonces una correspondencia directa de su resistencia con el ángulo de giro del potenciómetro, obteniéndose con eso una escala con divisiones iguales (figura 3).

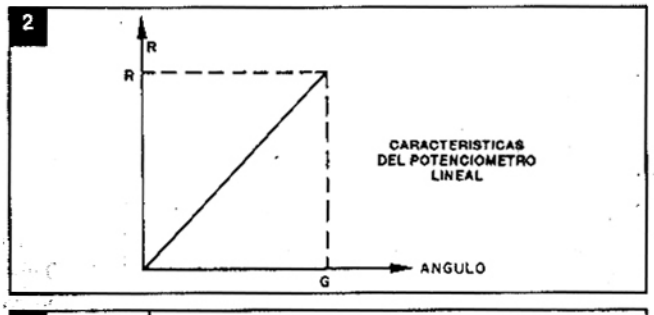
En el caso de los potenciómetros logarítmicos, lo que ocurre es que la variación de la resistencia no corresponde de modo directo al movimiento del cursor, obteniéndose una curva como muestra la figura 4. Esta curva tiene su utilidad práctica.

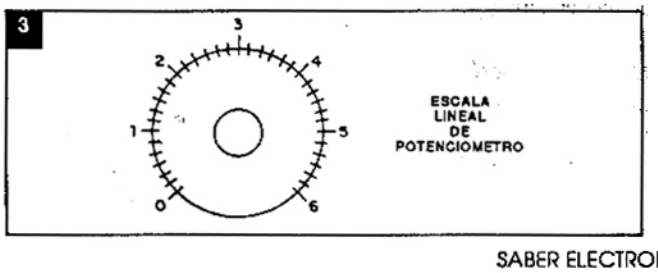
Nuestro oído tiene una curva de sensibilidad no lineal, lo que quiere decir que somos más sensibles a variaciones de intensidad de un sonido de baja potencia que a un sonido de alta potencia. Por este motivo los controles de volumen de radios y amplificadores deben acompañar esta sensibilidad siendo sus potenciómetros del tipo logarítmico (log), cuya curva corresponde justamente a la respuesta de intensidad de nuestro oído.

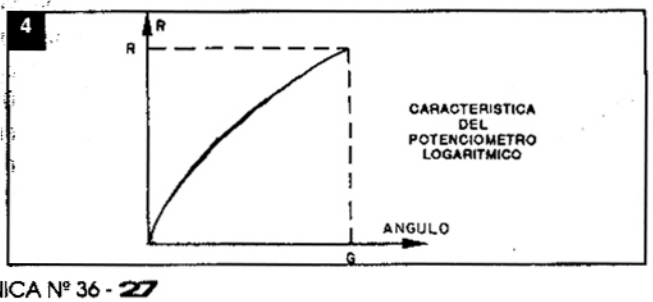
En suma, dos potenciómetros del mismo valor, pero uno log y el otro lin presentan una variación de resistencia entre los mismos valores citados, pero el modo como ocurre esta variación es diferente.

En las aplicaciones prácticas en que el modo según el cual la resistencia varía no es importante, se puede usar tanto un potenciómetro lin como log del valor exigido. Pero en las aplicaciones en que la curva de variación es importante, en controles de volumen de aparatos de audio o en circuitos en que existe una escala para este componente, debe ser el exigido el tipo de potenciómetro elegido.









ESTIMULACION EXTERNA

La parte de la medicina llamada "física- médica" se vale de la aplicación de corrientes eléctricas para producir o modificar las contracciones musculares, reducir dolores incurables, ayudar en la recuperación de problemas neuromusculares y también en el diagnóstico de funciones neuromusculares anormales.

Por Luis Peña (Facultad de Medicina de Montevideo)

La utilización de varias técnicas, como la estimulación eléctrica funcional, electroanalgesia, estimulación terapéutica y estimulación diagnóstica. De acuerdo con el efecto de la estimulación eléctrica, podemos dividirla en:

1) Estimulación cuya duración no va más allá de la aplicación;

2) Estimulación que persiste incluso después de cesar la aplicación.

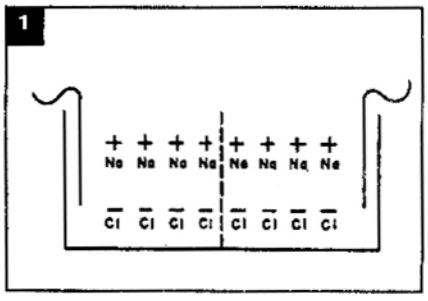
La primera sólo se usa en electrodiagnósticos, mientras que la segunda incluye todas las técnicas de terapia.

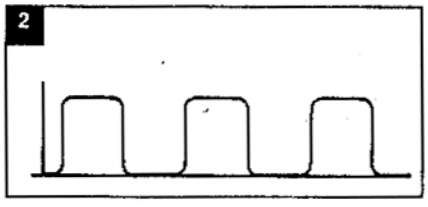
La estimulación externa requiere dos electrodos, llamados "activo" y "neutro". Este último tiene mayor tamaño.

La forma física depende de la mejor adaptación al lugar de aplicación. Además de esto, utiliza sustancias conductoras, para transmitir la señal del electrodo al tejido tratado.

Las formas de onda usadas en electroestimulación son muchas, entre las cuales podemos citar las senoidales, las rectangulares, con o sin componentes continuas, las exponenciales, etc. En cuanto a las frecuencias, está comprobado que las más bajas son las más dolorosas.

En la práctica no se verifican diferencias notables entre las ondas cuadradas y





las senoidales, por encima de 500 Hz. Para evitar el cansancio de los músculos, se debe evitar aplicaciones persistentes (prolongadas). Se introducen, entonces, tiempos de descanso que nunca deben exceder los 50 milisegundos. Cuando la aplicación es pulsada, el ancho de los pulsos puede ser de 0,1 a 0,5 milisegundos y la velocidad de repetición está comprendida entre 20 y 40 Hz.

CORRIENTE GALVANICA: así se acostumbra llamar, en medicina, a la corriente cuya intensidad permanece constante. Nosotros la llamamos corriente continua.

La corriente galvánica tiene tres propiedades principales que son: térmica, química y magnética. Estos tres efectos tienen su aplicación en el campo médico.

Para aprovechar el efecto de calor se construyen hornos de madera, cuyo interior tiene lámparas eléctricas, pero del tipo antiguo, con un filamento de carbón (carbono) que rinde más calor.

El efecto químico es usado para las ionizaciones, que veremos más adelante.

El efecto magnético es aprovechado rodeando las extremidades del paciente con un cable flexible, que intensifica el magnetismo.

En cuanto al efecto químico debemos aclarar que las soluciones electrolíticas son conductoras de corriente eléctrica. El agua pura es aislante. Sabemos por la teoría de Arrhenius que, al disolver una sal, un ácido, o una base, las moléculas de estos compuestos se dividen en dos partes, con cargas eléctricas opuestas, que tienen el nombre de iones positivos e iones negativos.

La figura 1 muestra una solución de sal común, donde el cloro es atraído por el ánodo, y el sodio por el cátodo o polo negativo.

Ión	Solución utilizada	Concentración	Polo	Propiedades	Indicaciones
IODO	Ioduro de potasio	1 %	–	Acción esclerosante y resolutiva, más local que general	Neuralgias, cicatrizaciones, esclerodermia, neuritis, parálisis, hipertrofia de la tiroides, etc.
SALICILATO	Salicilato de sodio y litina	1%	–	Acción analgésica y descongestionante	Reumatismos, infecciones musculares reflejas, acné, comezón.
LITIO	Cloruro de litio o salicilato de litina	1 %		Acción eliminadora del ácido úrico	Reumatismo crónico, gota (Idem salicilato).
CALCIO	Cloruro de calcio	1 %	+	Acción antiespasmódica, descongestionante, sedativa, resolutiva.	Síndrome irritación piramidal, dolores, reconstitución orgánica.
ACONITINA	Nitrato de aconitina	1/4000	+	Acción muy enérgica contra neuralgias	Neuralgias, tic doloroso del rostro. Su empleo trae algunos peligros.
HISTAMINA	Biclorhidrato de histamina	1/2000 a 1/10.000		Acción muy irritante: sesiones cortas de 6 a 10 minutos.	Específica de los dolores reumáticos rebeldes.
COCAINA ESTOVAINA CARBAINA		5 %		Acción anestésica	Anestesia local de pequeñas cirugías superficiales.
ZINC	Cloruro y sulfato de zinc	1 %	+	Acción local antiséptica; hemostática, coagulante, resolutiva.	Heridas extensas, úlceras crónicas, tracoma, ulceraciones de la córnea, sinusitis.
MAGNESIO	Sulfato o cloruro de magnesio	25 %	+	Acción preventiva sobre desarrollo de tumores.	Tratamiento de verrugas.
TALIO	Acetato de talio	1 a 2 %	+	Indicaciones especiales.	
CLORO	Cloruro de sodio	2 % 15 a 20mA; 30'	–	Resolutiva	Cicatrices y callos.
COBRE	Seleniuro de cobre, sulfato de cobre	(Utilizado para sensibilizar el cáncer uterino en vista de radioterapia).			

IONIZACION: En la descomposición electrolítica, bajo el flujo de la corriente galvánica, los aniones (iones negativos) se dirigen al polo positivo (ánodo); los cationes (iones negativos) van al polo negativo (cátodo). Para introducir un anión o un catión en el organismo, se aplica en la superficie cutánea dos electrodos metálicos envueltos en esponjas embebidas en una solución que contiene el ión a ser introducido.

Los tejidos orgánicos, si bien más complejos que una solución electrolítica, son buenos conductores, debido al hecho de que estan muy hidratados y que contienen una fuerte proporción de cloruro de sodio.

Los iones introducidos así, con fines terapéuticos, no van más allá de las capas profundas de la dermis, donde permanecen en forma de laguna, como reserva de defensas para el organismo.

GENERADOR DE GALVANICA: así se llama la unidad que genera la corriente galvánica. Nosotros la llamamos "fuente de corriente continua". Las fuentes primarias de galvánica eran las pilas y los acumuladores, pero fueron prontamente sustituidos por dispositivos que comprenden un transformador de entrada, reductor, y el correspondiente rectificador, la válvula diodo (antes llamada Kenotrón) o por rectificadores secos (hoy, diodos de silicio).

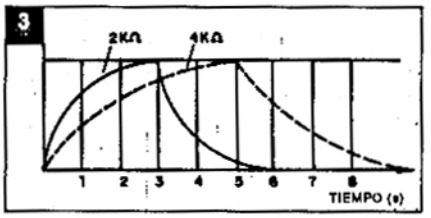
Se conocen dos tipos de corrientes galvánica: las ondas rectangulares y las progresivas que no son constantes. Existen otras modalidades, pero no las mencionaremos por ahora.

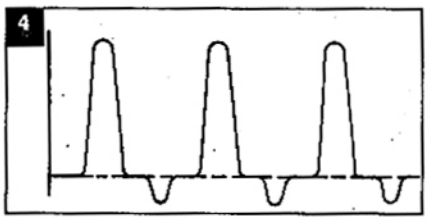
La corriente galvánica, continua y constante, no actúa sobre la motricidad de un músculo. Para que podamos usarla teniendo en vista las contracciones musculares, es necesario variar su intensidad bruscamente. Con esto tendremos una corriente galvánica rítmica en un solo sentido, como muestra la figura 2. La contracción muscular que la misma provoca es proporcional a la intensidad de la corriente.

Cuando la fibra muscular es normal, se puede emplear esa corriente sin grandes inconvenientes, pero cuando el músculo está enfermo (con alguna anormalidad), las contracciones que provoca pueden ser muy bruscas. En estos casos, se usan corrientes onduladas, de caída suave y, por lo tanto, menos fatigantes para el músculo.

Laquerriere introdujo tales corrientes en la electroterapia, empleando circuitos llamados "onduladores". Un equipo moderno deberá ser, por lo tanto, ritmador y ondulador. Esa corriente ondulada se consigue cargando un condensador (capacitor) a través de resistencias variables. Esta técnica fue perfeccionada por Lapicque, y tiene el nombre de "corrientes progresivas". Si descargamos un condensador (capacitor), previamente cargado a través de resistencias, el tiempo de descarga será proporcional a su capacidad. A su vez, cuando cargamos el capacitor el mayor alargamiento de la curva de carga será proporcional a la resistencia intercalada en el circuito.

Con una resistencia fija, la duración de la corriente sólo dependerá de la capacidad. Con una resistencia variable, la duración dependerá de la capacidad y de la resistencia empleada. De esta manera disponemos de corrientes cuya progresividad puede ser variada. Observe en la figura 3 que la línea punteada muestra la variación producida al duplicar la resistencia. Por este método se puede disponer de corrientes galvánicas progresivas, con una gama infinita de variaciones de tiempo.





Límite de excitación o "rebase"

La variabilidad de la corriente progresiva nos permite producir una contracción muscular con intensidad mínima, que llamamos "rebase".

Corrientes rítmadas y onduladas a períodos largos

Es indudable el valor del uso de corrientes progresivas en las parálisis, ya sea para su electrodiagnóstico como para su terapia. También tenemos la técnica que emplea las ondas alternativas en períodos largos, para los músculos afectados de degeneración completa. La suavidad del declive de estas ondas, no desgasta la fibra muscular, y es una aplicación muy bien tolerada por los enfermos.

En una contracción voluntaria normal, la curva es una línea progresiva ascendente hasta una horizontal, terminando con un descenso sensiblemente simétrico. El empleo, pues, de ondas alternativas de período grande, rítmadas y onduladas, evitan las sacudidas bruscas, consiguiendo reproducir las condiciones normales de la excitación nerviosa. Las propiedades de las ondas alternativas, de períodos grandes, son:

-Por su lentitud de cambio de estado, no afecta los músculos sino por el contrario, excita los músculos enfermos.

-Permite contracciones espaciadas, sin desgastar al músculo.

Las indicaciones más frecuentes son: parálisis, hemiplegia, trastornos circulatorios, resfríos y otras. Un instrumento para esas técnicas, muy popular en los hospitales, es el neurotrón.

CORRIENTE FARADICA: las corrientes farádicas son corrientes inducidas mediante un par de bobinas separadas una de la otra, una bobina primaria inductora y otra bobina secundaria inducida por las interrupciones, más o menos rápidas, de una corriente continua que circula por la bobina primaria.

En los primeros tiempos de la electroterapia ésta fue la corriente más usada. La famosa bobina farádica, que todavía puede encontrarse en algunas clínicas, posee algunas desventajas, como por ejemplo su funcionamiento irregular, fragilidad y oscilaciones parásitas, que hoy no se toleran.

Vinieron después las bobinas por descarga estática, o sea, por tubos gaseosos, con frecuencia regulable.

Características de la corriente farádica

La corriente farádica puede ser representada por medio del gráfico de la figura 4. En el momento del cierre del circuito se produce una pequeña onda negativa, y en el momento de la abertura, una onda positiva mucho más pronunciada, de corta duración.

Esta onda inducida es precisamente la que se emplea en la práctica de la medicina. Su extrema brevedad la vuelve sensible solamente a los músculos, siendo su enérgica acción de contracción muy provechosa en gimnasia muscular. En la actualidad se sustituye a las corrientes farádicas típicas por impulsos rectangulares de duración y frecuencia selectivas a voluntad.

Los equipos modernos de fácil manejo, incluyen fuentes de corriente galvánica, farádica y galvanofarádica.

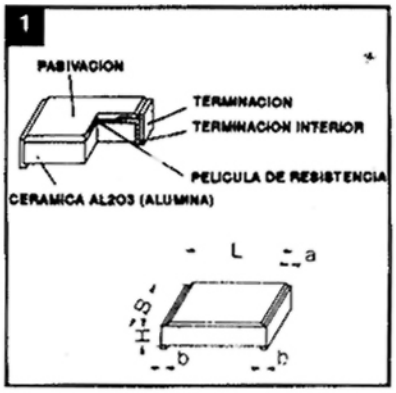
Para mayores detalles sobre este tema, consulte a un técnico especializado en medicina física. ✪

SMD

RESISTORES INTEGRADOS DC 0 - DC 1 - DC 2

SEGUNDA PARTE

1



Resistor de película gruesa, consistente en Al2O3. Además del sustrato y una resistencia impresa de película gruesa. Una pasivación adicional de vidrio protege la película de resistencia.

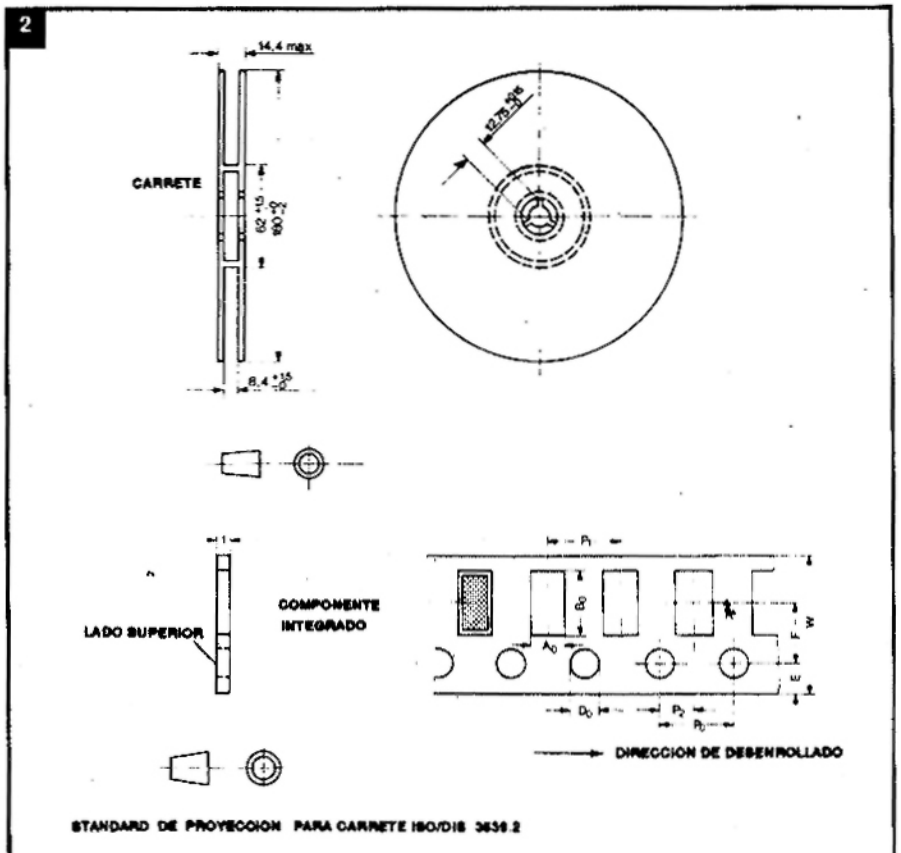
Normas: DIN 45921 T 1015
RESISTORES INTEGRADOS
DC 0 - DC 1 - DC 2

Los resistores integrados DC 0/1/2 están destinados a ser montados directamente sobre las placas de circuito impreso u otros materiales de soporte.

No se recomienda un montaje "cara abajo" dado que la película de aislación vidriada puede dañarse con residuos de adhesivo y flux de soldar.

Debido a la construcción especial y la fuerza adhesiva de los contactos, la fuerza mecanica a la flexión se mantiene para 2 mm.Según la norma DIN 45921 T 1015 y una fuerza a la tensión de más de 15 N(Newton). La resistencia a la deslaminación de la cara frontal soporta 270°C durante 10 seg. y 250°C durante 60 seg. El diseño de la terminación facilita la formación de un filete de soldadura con la soldadura de ola.

2



A_0	B_0	D_0	P_0	P_1	P_2	E	F	W	t
*	*	1,5 ±0,1	4,0 ±0,1	4,0 ±0,1	2,0 ±0,05	1,75 ±0,1	3,5 ±0,05	8,0 ±0.3	1,1 max.

* DEPENDIENTE DEL COMPONENTE

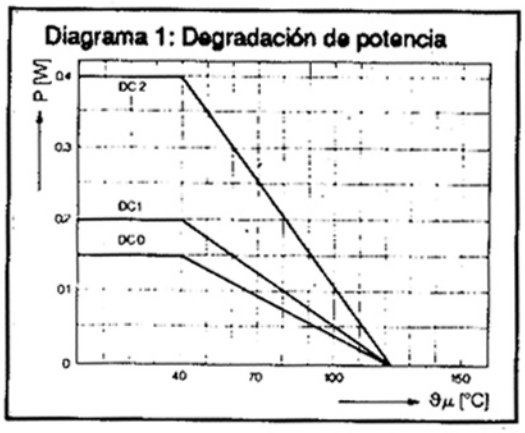


Diagrama 1: Degradación de potencia
P [W]
DC 2
DC1
DC0
ϑμ [°C]

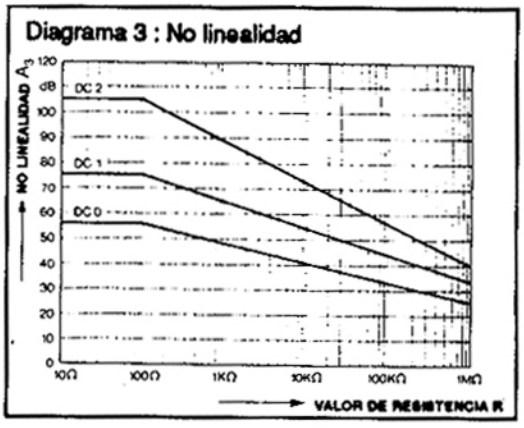


Diagrama 3 : No linealidad
NO LINEALIDAD A3
dB
DC 2
DC 1
DC 0
VALOR DE RESISTENCIA R

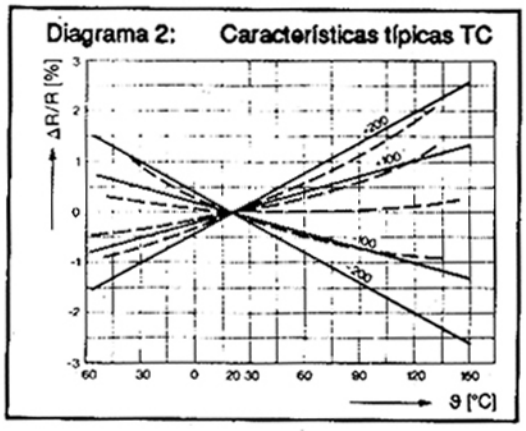


Diagrama 2: Características típicas TC
ΔR/R [%]
ϑ [°C]

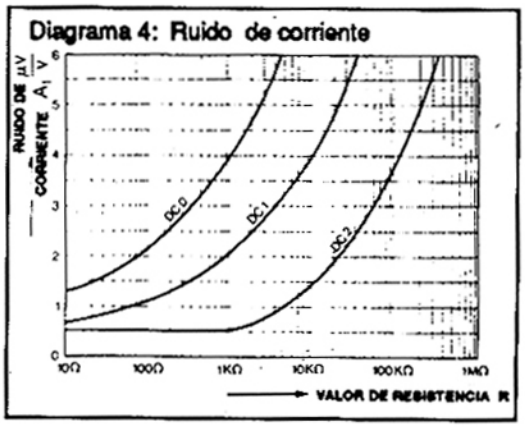


Diagrama 4: Ruido de corriente
RUIDO DE CORRIENTE A1
DC 0
DC 1
DC 2
VALOR DE RESISTENCIA R

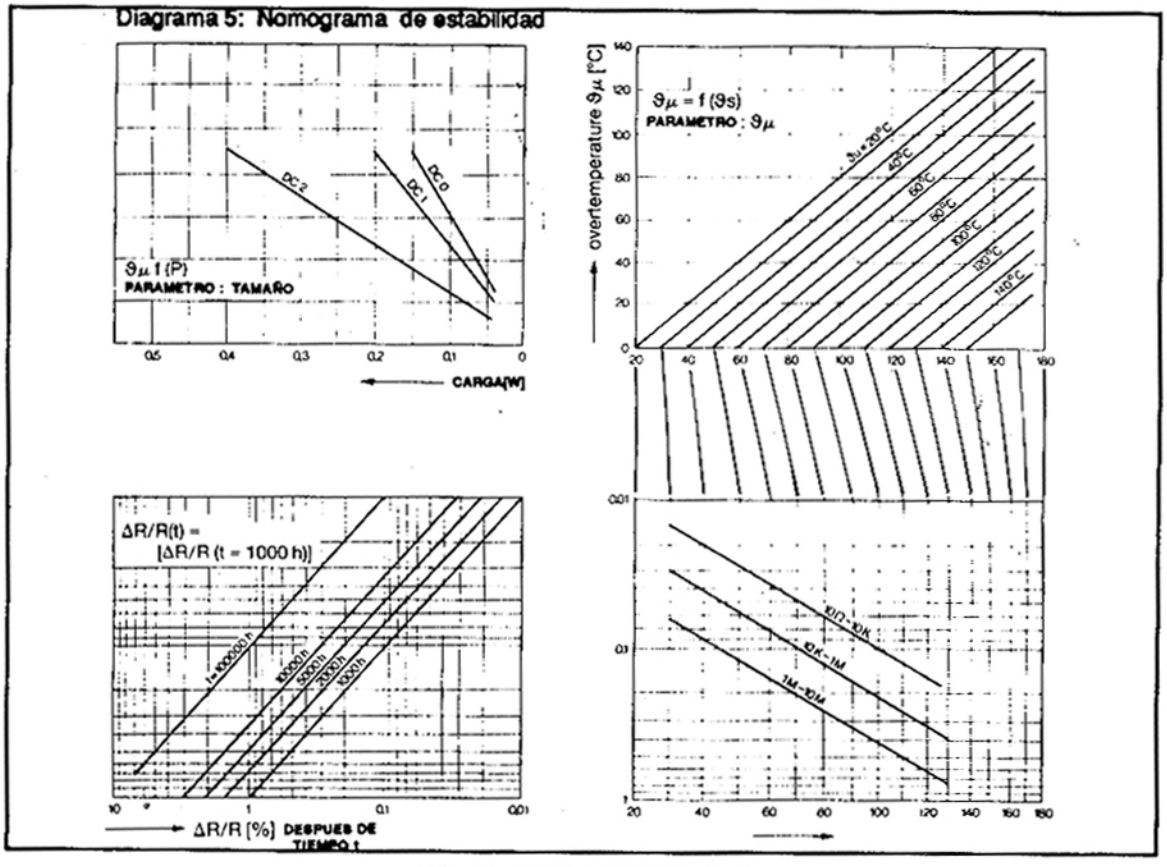


Diagrama 5: Nomograma de estabilidad
DC 2
DC 1
DC 0
ϑμ f (P)
PARAMETRO : TAMAÑO
CARGA[W]
overtemperature ϑμ [°C]
ϑμ = f (ϑs)
PARAMETRO : ϑμ
ΔR/R(t) =
[ΔR/R (t = 1000 h)]
ΔR/R [%] DESPUES DE TIEMPO t

Diagrama 6: Potencias como una función de la densidad de ensamblaje

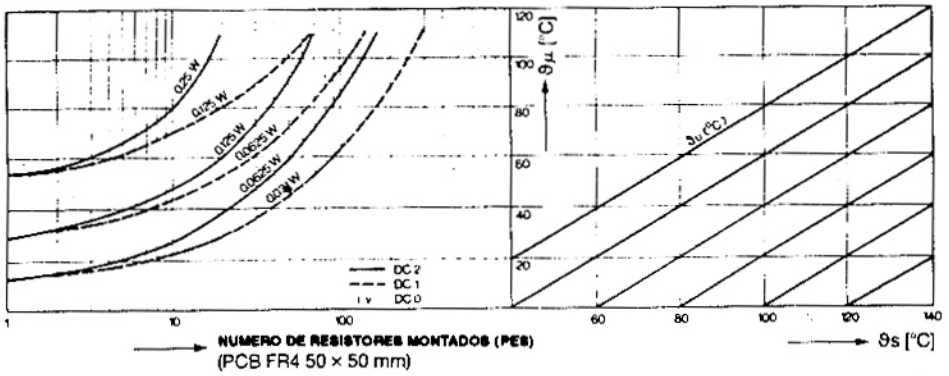


Diagrama 7:Pulsos DC 2
(DC o + DC 1 en preparación)

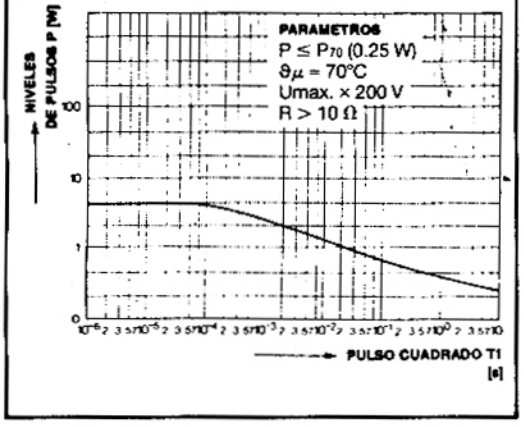


Diagrama 8: Rendimiento HF DC2
(DC 0 + DC 1 en preparación)

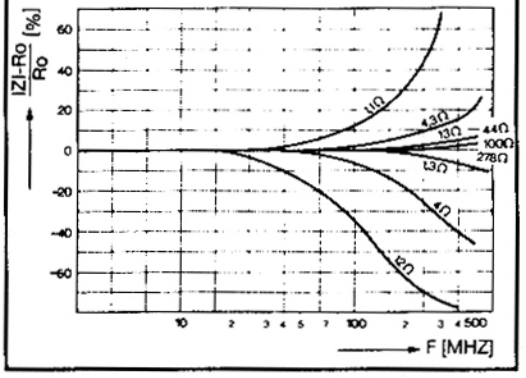
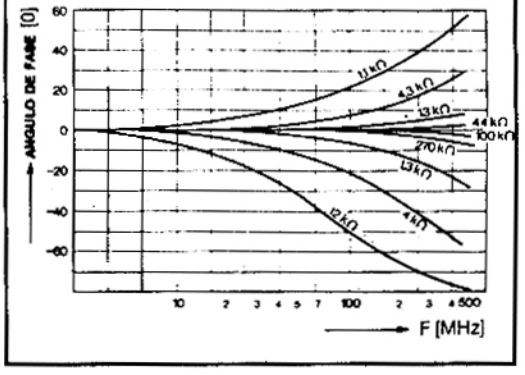


Diagrama 9 : Rendimento HF DC 2
(DC 0 + DC 1 en preparación)



Agradecemos la colaboración prestada por ***ROEDERSTEIN Alemania*** y ***ROMEX S. A.*** para la elaboración del presente artículo.

Designación		DC 0[1])	DC 1	DC 2
Tamaño DIN		0504	0805	1206
L	mm	$1{,}25^{+0{,}15}_{-0{,}10}$	$2{,}0^{+0{,}20}_{-0{,}10}$	$3{,}20^{+0{,}10}_{-0{,}20}$
B	mm	1,00 ± 0,10	1,25 ± 0,15	1,60 ± 0,15
H	mm	0,45 ± 0,05	0,45 ± 0,05	0,58 ± 0,05
a	mm	< 0,15	< 0,25	< 0,40
b	mm	0,20...0,40	0,20...0,60	0,25...0,65
Clasificación DIN 40040		FKF −55...+125/56	FKF −55...+125/56	FKF −55...+125/56
Valores década IEC		E 12/24	E 12/24	E 12/24/48/96
Tolerancias y rango de resistencia*	±10% ±5% ±2% ±1%	10Ω – 1MΩ 10Ω – 1MΩ — —	10Ω – 1MΩ 10Ω – 1MΩ — —	1Ω – 10MΩ 10Ω – 1MΩ 100Ω – 470KΩ 100Ω – 100KΩ
P_{40}	W	0,15 W	0,20 W	0,40 W
P_{70}	W	0,10 W	0,125 W	0,25 W
Degradación de potencia	(see diagram 1)			
Máx. voltaje de trabajo	VDC/V_{eff}	50	100	200
Coeficiente de temperatura	± 250 ppm ± 200 ppm ± 100 ppm	10Ω – 1MΩ 100Ω – 100KΩ —	10Ω – 1MΩ 10Ω – 470KΩ —	1Ω – 10MΩ 10Ω – 1MΩ 100Ω – 100KΩ
TC típico	(see diagram 2)			
Resistencia térmica Rth	°C/W	≤ 550	≤ 440	≤ 220
No linealidad	dB (see diagram 3			
Ruido	uV/V (see diagram 4)			
Cambio de temperatura -55°C a +125°C	$\frac{\Delta R}{R}$	< 1%	< 1%	< 1%
Alteración por soldadura 260°C2 x 5 seg.	$\frac{\Delta R}{R}$	< 1%	< 1%	< 1%
Sobrecarga a corto plazo 6.25 P70 /2 x Umáx.	$\frac{\Delta R}{R}$	< 2%	< 2%	< 1%
Exposición prolongada a IEC, 56 d, 40°C, 90...95% rel.humedad	$\frac{\Delta R}{R}$	< 2%	< 2%	< 1%
Almacenamiento 125°C / 1000 h	$\frac{\Delta R}{R}$	< 1%	< 1%	< 1%
Vida de carga P70/1000 h	$\frac{\Delta R}{R}$	< 2%	< 2%	< 2%
Cambio de resistencia a P(W) después de t(horas)	$\frac{\Delta R}{R}$ (see diagram 5)			
P(W) como una función de densidad de ensamblaje (ver diagrama 6)				
Carga de pulso	(ver diagrama 7)			
Rendimiento HF	(ver diagrama 8 + 9)			
Soldabilidad (235°C, 2 seg.)	a publ.IEC 68-2			
Marcas		dígitos	dígitos	dígitos
Codificación TC		ninguna	ninguna	ninguna

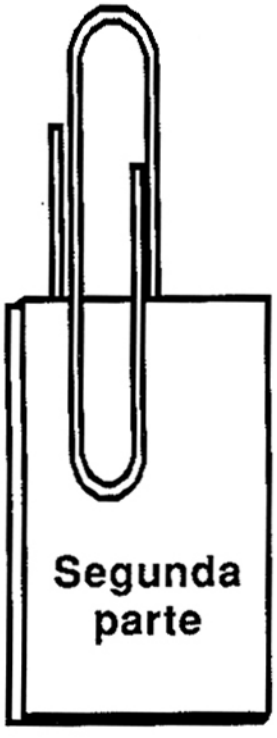
1) Los detalles son provisionales dado que DC 0 todavía no está en venta.

* Hay disponibles jumpers —conductores— (cero-Ohm-resistor) con R < 50 mΩ.

EVOLUCION DE LA ELECTRONICA

Las conexiones hechas a través de fotones tienen ventajas en relación a las hechas con electrones . Continuaremos con la descripción de lo que se hace y cuáles son los caminos futuros en ese área.

por el Profesor Elio Somaschini



Empezamos con la descripción básica de un optoacoplador.

En un circuito eléctrico, un optoacoplador garantiza un total aislamiento eléctrico, inclusive aislamientos de potencias, como en el caso de transformadores.

En la práctica se hace que el circuito de control esté a un lado de la unidad, por ejemplo en el lado emisor, y el circuito receptivo del otro lado.

Ambos los circuitos están eléctricamente aislados (fig. 2.1). Las señales de control son transmitidas ópticamente para el circuito de recepción, y libres de efectos retroactivos.

En muchos casos estas transmisiones son efectuadas con bases de luz en frecuencias cercanas al rojo o al infra-rojo. El ancho de la faja de señales que se pueden transmitir, ya sea, desde tensiones contínuas hasta frecuencias de MHz. Un optoacoplador es comparable a un transformador o a un relay. Su gran ventaja en relación a los relays es que, además de su tamaño diminuto, envuelve tiempos de conmutación mucho menores que los convencionales, no tiene contactos mecánicos, no hay interferencias debido a arcos voltaicos y posee facilidades de conexiones.

Diseño

Un optoacoplador cumple cinco características básicas de empleo:

- Buena aislación.
- Alta relación de transferencia (CTR).
- Baja degradación.
- Baja capacitancia acoplada.

Estos factores son críticos en cuanto a la fabricación de los optoacopladores y requieren un alto control de calidad en la fabricación.
Enseguida damos algunos esquemas de optoacopladores que se encuentran en nuestro mercado:
fig. 2.2 y 2.3

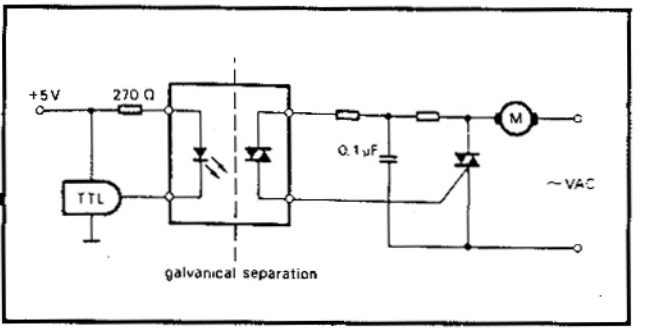
Cómo funciona

Debido a su dibujo especial , la superficie de recepción está en la parte externa de la zona del campo directo. Este campo directo es producido cuando hay una tensión entre la región de input y de output. Bajo el efecto de ese campo, iones positivos migran para la superfice del transistor. Los iones positivos entonces actúan como una tensión "gate" en la base, aplicada al canal uno del transistor FET. (fig. 2.4)
Si ocurre una inversión en la superficie, se producirá una corriente residual inadmisible en la región colector-emisor y se podría damnificar el componente. Algunos optoacopladores contienen sistemas de seguridad.
En la figura 2.5 damos las características que definen la vida útil de un fotoacoplador y su eficiencia.

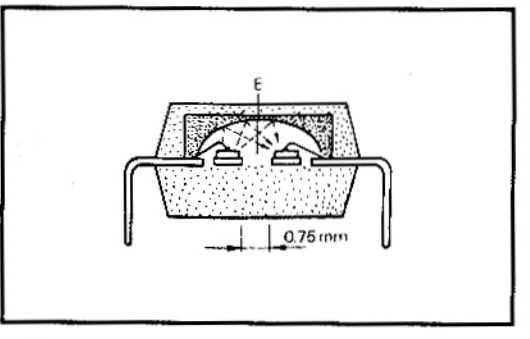
Cómo elegir los componentes

Obvio, pero no está de más decir que la frecuencia de emisión tiene que estar conforme con la de recepción. Hay, aún más, palabras nuevas que los electrónicos tienen que incorporar en su diccionario y que son clásicas en óptica. Como casi todos los componentes son importodas, damos en seguida una tabla y las traducciones de lo más importante en ella: Tabla 2.1

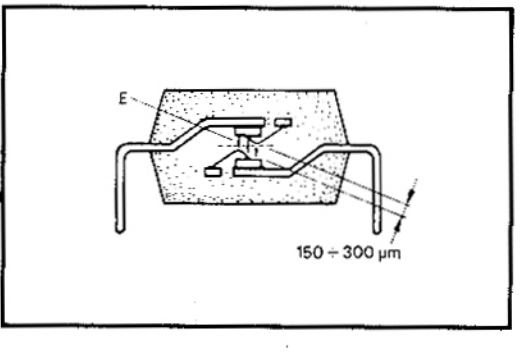
2.1



2.2



2.3



2.4

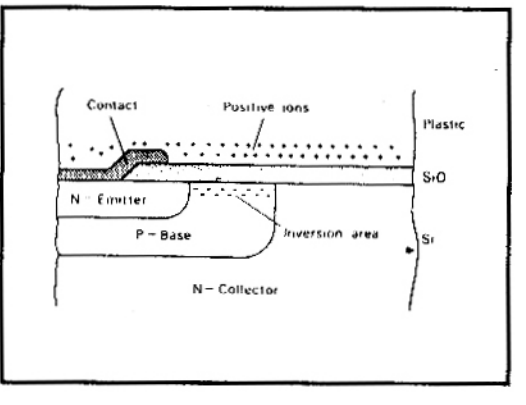


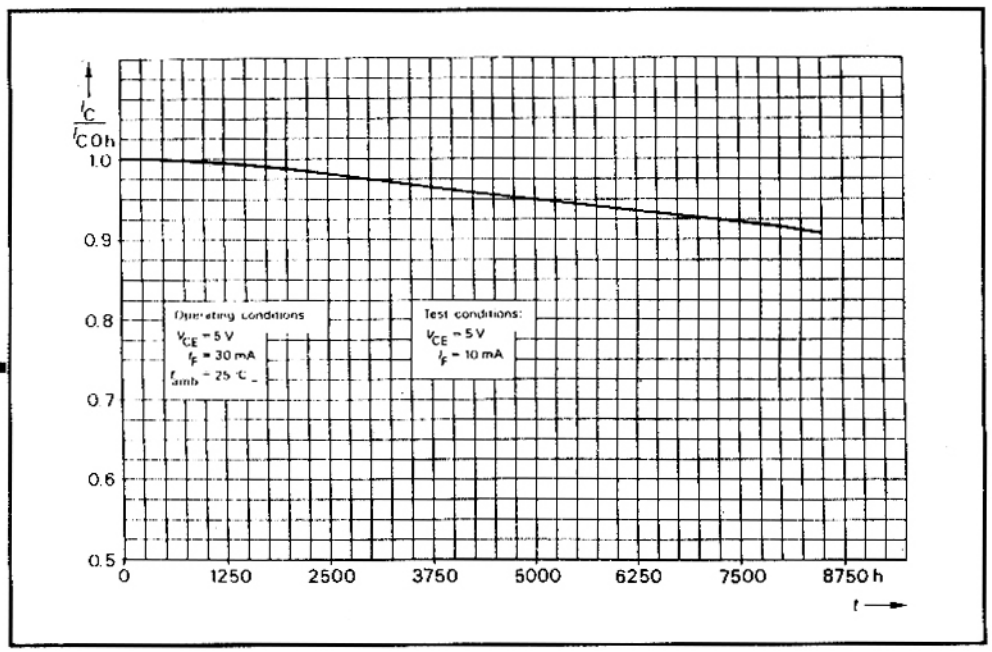
Tabla 2.1

Definition	Radiometry	Symbol	Unit	Photometry	Symbol	Unit
Power	Radiant flux (Radiant power)	Φ_e	Watt, W	Luminous flux (Luminous power)	Φ_v	Lumen lm
Output power per unit area	Radiant emittance/ exitance	M_e	$\frac{W}{m^2}$	Luminous exitance	M_v	$\frac{lm}{m^2}$
Output power per unit solid angle	Radiant intensity	I_e	$\frac{W}{sr}$	Luminous intensity	I_v	candela, cd
Output power per unit solid angle and unit emitting area	Radiance	L_e	$\frac{W}{m^2 \cdot sr}$	Luminance	L_v	$\frac{cd}{m^2}$
Input power per unit area	Irradiance	E_e	$\frac{W}{m^2}$	Illuminance, illumination	E_v	Lux, lx, $lx = \frac{lm}{m^2}$
Energy-	Radiant energy	Q_e	Ws	Luminous energy (Quantity of light)	Q_v	lm·s
Energy per unit area	Radiant exposure (irradiation)	H_e	$\frac{W \cdot s}{m^2}$	Light exposure	H_v	$\frac{lm \cdot s}{m^2}$

Aclaraciones de la tabla 2.1

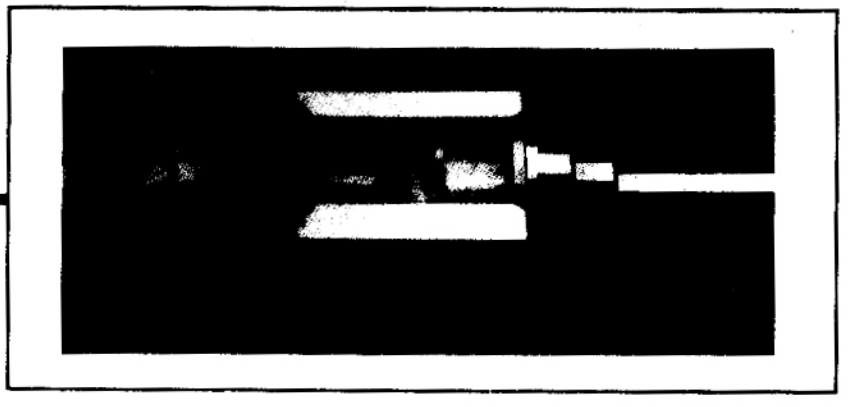
Power..... **potencia.**
Output Power per unit area ..... **Potencia de salida por unidad de área.**
Output power per unit solid angle..... **Potencia de salida por unidad de ángulo sólido.**
Luminous flux..... **Potencia Total.**
Luminous Intensity.....**Intensidad luminosa que corresponde a la Potencia recibida en una superficie dividida por el valor de la área de esa superficie.**
Luminance..... .... **Intensidad luminosa por unidad de área.**

2.5

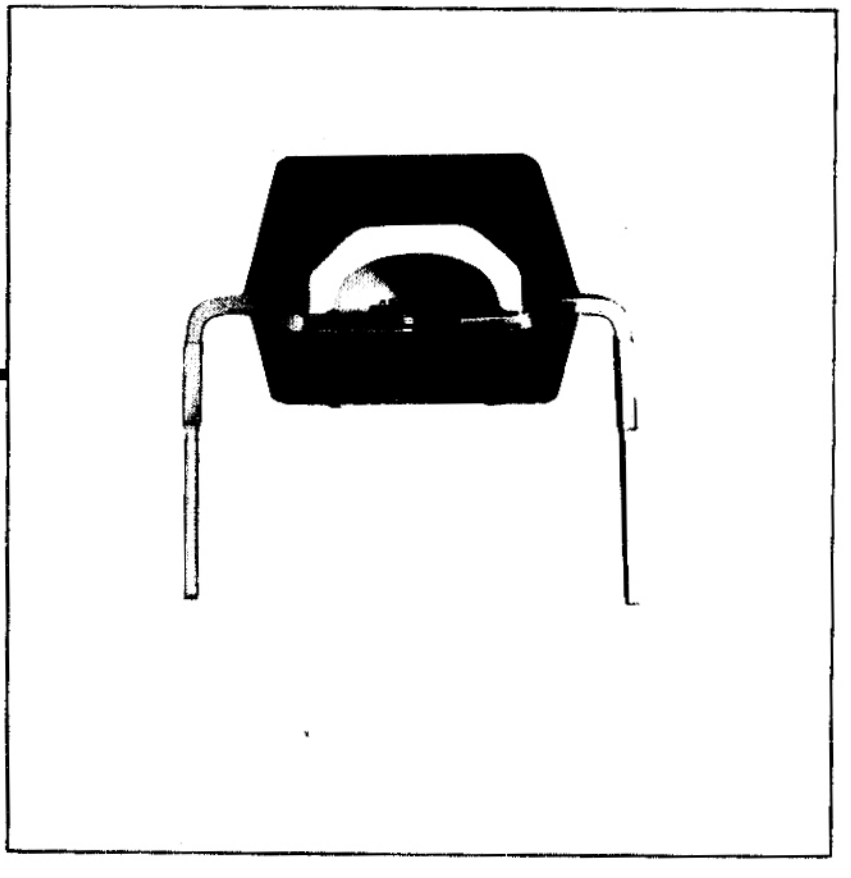


Con relación a quiénes debemos elegir para emitir y recibir las señales tendremos que trabajar con dos gráficos: uno para los emisores y otro para los receptores. Es conveniente en los receptores que se usen filtros seleccionadores de frecuencias. ⟶

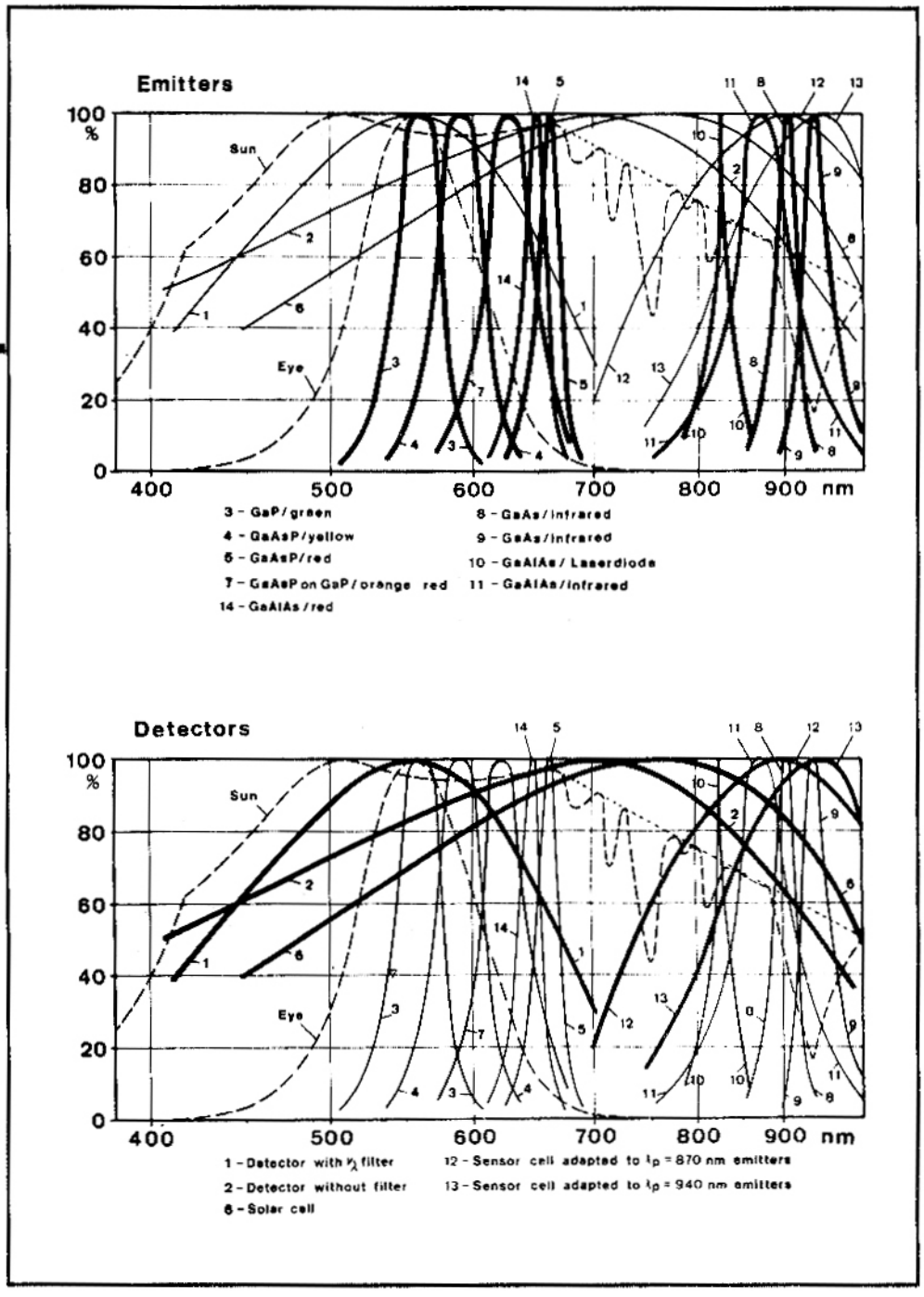
2.6



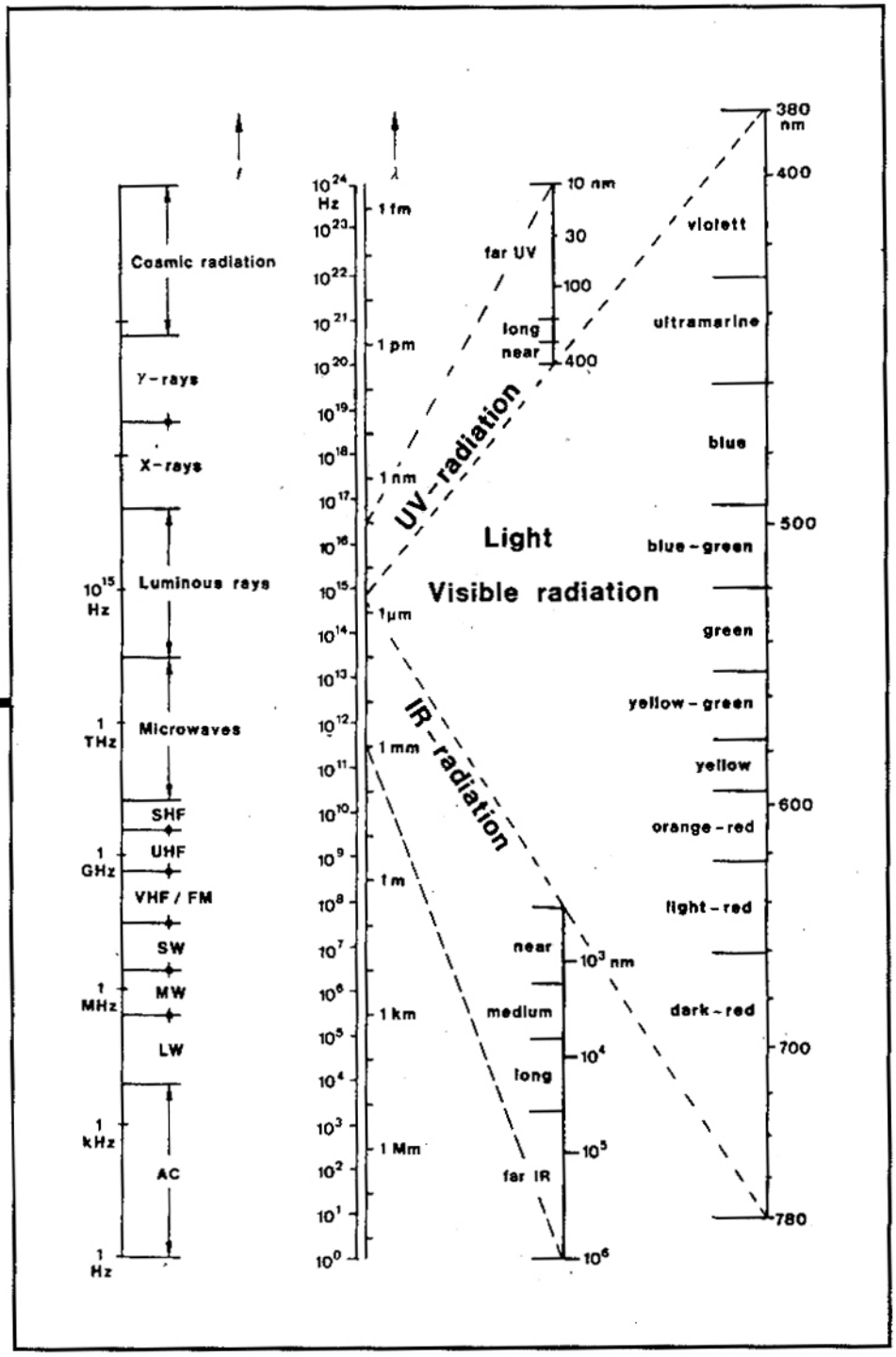
2.7



2.8


Emitters
100 %
80
60
40
20
0
400
500
600
700
800
900 nm
Sun
Eye
3 - GaP/green
4 - GaAsP/yellow
5 - GaAsP/red
7 - GaAsP on GaP/orange red
14 - GaAlAs/red
8 - GaAs/infrared
9 - GaAs/infrared
10 - GaAlAs/Laserdiode
11 - GaAlAs/infrared
Detectors
1 - Detector with λ filter
2 - Detector without filter
6 - Solar cell
12 - Sensor cell adapted to λp = 870 nm emitters
13 - Sensor cell adapted to λp = 940 nm emitters

2.9



Por ejemplo, si elegimos para nuestro proyecto el emisor 3, en este caso verde, tenemos que elegir forzosamente el receptor 3, para que otras frecuencias no lo afecten. Para que usted siempre tenga las frecuencias correctas, damos una figura con sus valores y nombres.

En el próximo número estudiaremos los láseres de estado sólido como los de las computadoras de la próxima generación (dentro de 4 años). Si no está familiarizado procure hacerlo con las tablas de este artículo. **Al final de esta serie de notas usted será un entendido en el tema.** ✪

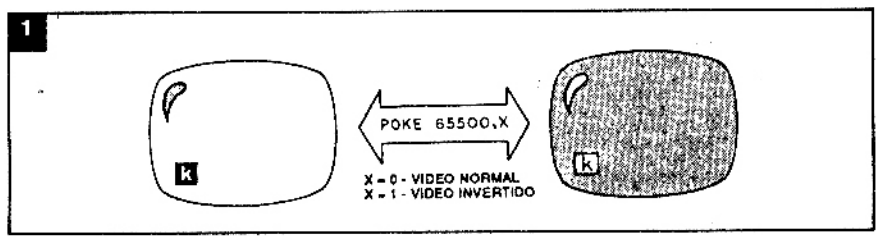
INVIERTA SU VIDEO

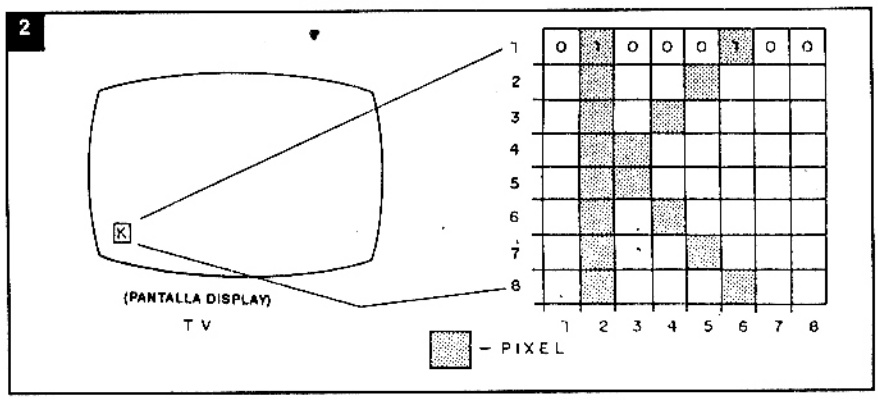
Poseedores de computadoras de la línea Sinclair pueden invertir el video, obteniendo fondo oscuro y caracteres claros o viceversa, según el tipo de programa a rodar. Sencillo de montar y de adaptar a su micro, este proyecto agradará a los adeptos a la microinformática.

Por Ciro Mitubashi

La finalidad de este proyecto es invertir el video de microcomputadoras de la línea Sinclair, como por ejemplo las TKs, CP200 y otras. El proyecto está destinado a controlar el video a través de un comando POKE volviendo así a su equipo mucho más poderoso y dotado de recursos diferentes para la realización de juegos, etc.

En la figura 1 tenemos el aspecto básico del video y la forma en que podemos hacer la inversión a través del POKE 65500, X.





Características del circuito

Se necesitan solamente tres modificaciones y algunas conexiones en la placa de la micro para que podamos alcanzar nuestra finalidad. Creemos que los lectores no tendrán dificultades para su realización.

El comando lo hace un POKE en la dirección 65500, X, siendo que esta variable tiene dos atributos referentes al display. En caso que el atributo sea (1), el video será invertido, mientras que si fuera (0) tendremos el video normal.

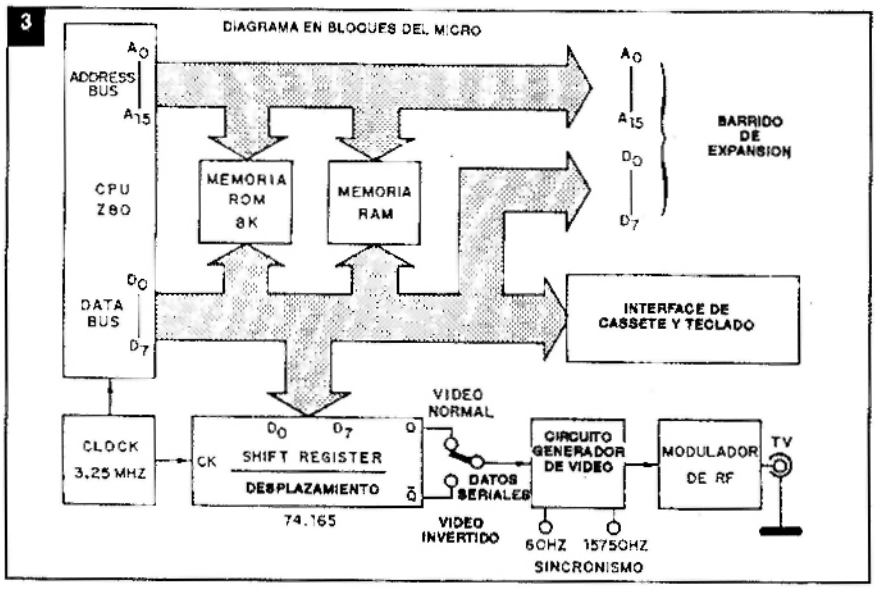
Nada impide que el lector use este comando juntamente con un programa en Basic, lo que elimina la necesidad de usar el "temible" lenguaje Assembler, para los que no lo conocen.

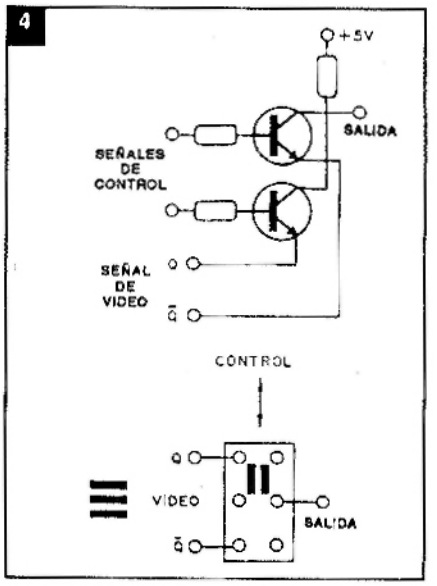
Funcionamiento

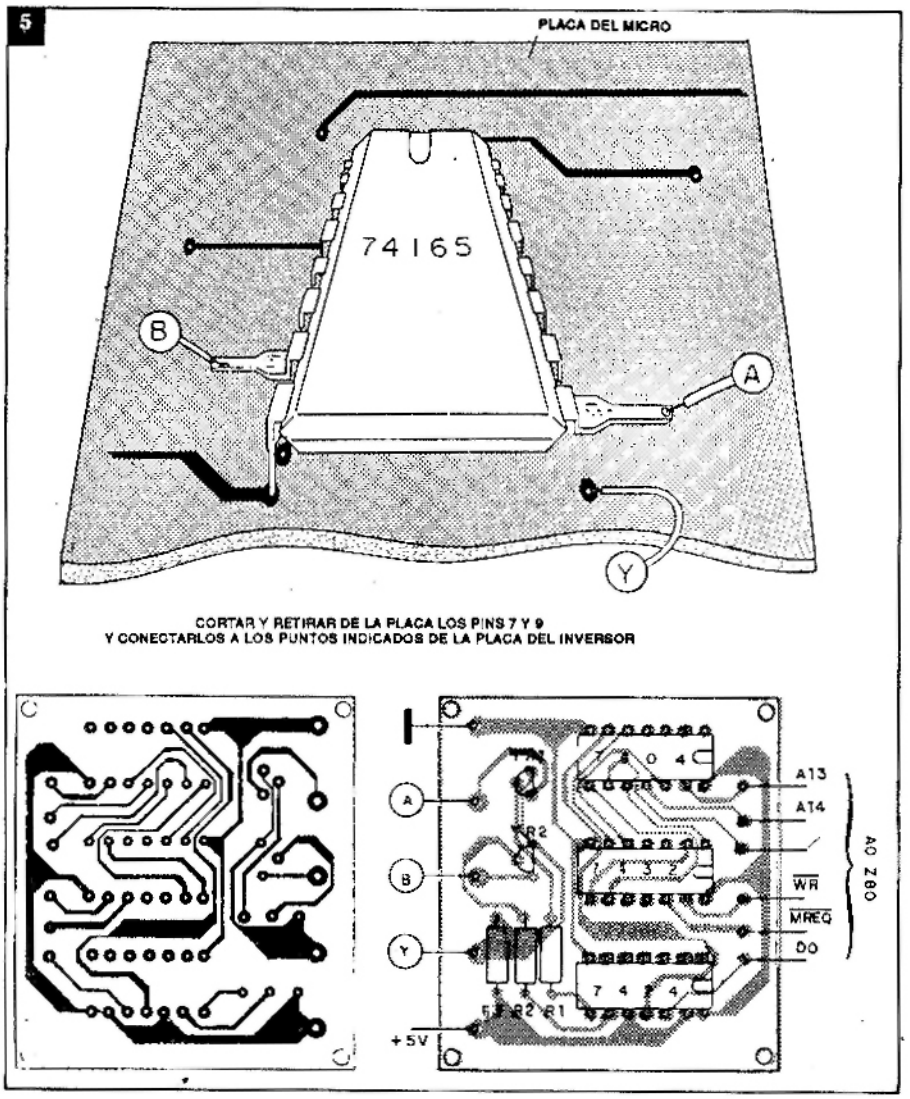
Además del circuito básico interno del microprocesador, una microcomputadora posee diversos otros que ejercen funciones complementarias. Uno de ellos es el 74LS165, un Shift Register que ofrece un interés especial en nuestro caso, pues actúa como generador de punto en la pantalla del monitor de TV. Este punto es conocido como Pixel, siendo responsable por la formación de los caracteres. Cada caracter tiene 64 pixels. Por la figura 2 percibimos que precisamos de una matriz de 8 x 8 para formar las imágenes de los caracteres normales.

El registro de desplazamiento, formado por el 74LS165, a partir de 8 bits genera una señal serie para el video. La señal serie proveniente de la barra paralelo de 8 bits del micro sirve para desplazar el valor del bus (barra) obteniendo en el pin 8 la señal serie, como muestra la figura 3.

Se usan dos transistores para conmu-







tar la señal de video y la habilitación es hecha por sus bases. Podemos decir que los transistores funcionan en este circuito como una llave HH.

El decodificador

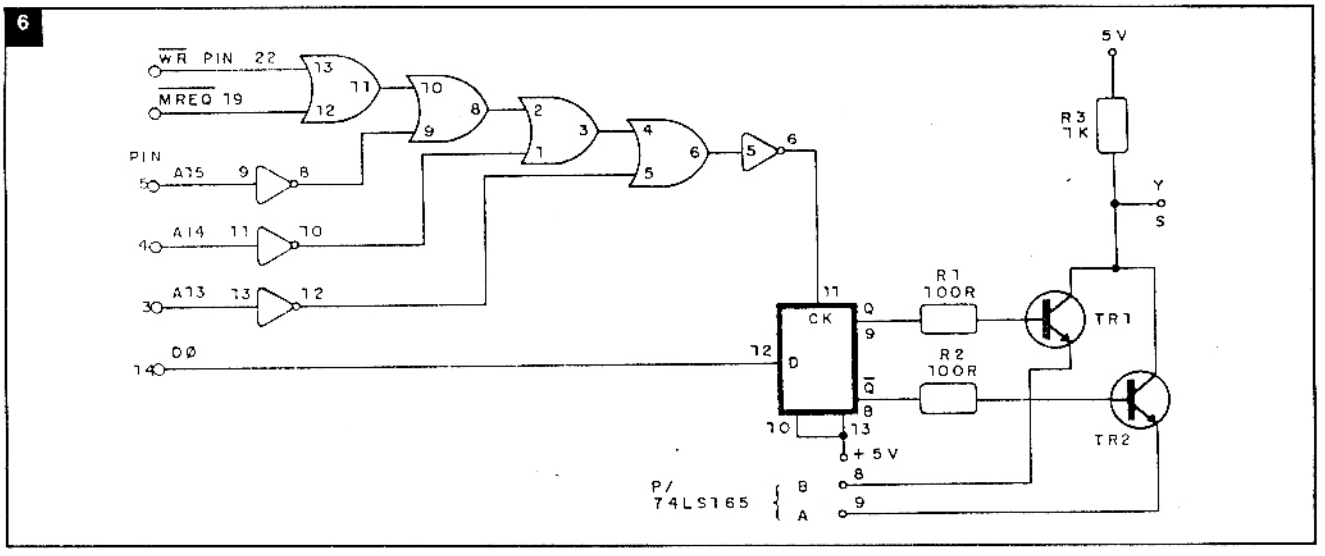
El "decoder" no tiene ningún secreto, pues consiste en un conjunto de puertas lógicas dispuestas de tal forma que solamente pasará la señal de control de la microcomputadora cuando se escribe la dirección 65500.

El flip-flop usado es del tipo D, bastante conocido, debiendo solamente observarse que el proyecto no necesita la traba de 8 bits, ya que utilizaremos solamente 1 bit para el control del display (normal e inverso).

Posibilidades

- El comando puede ser usado dentro de cualquier programa en Basic.
- Los juegos pueden hacerse más completos con la utilización de la inversión de video. En especial notamos que el efecto de explosión con la inversión del video adquiere un realismo mayor.
- La inversión es directa no habiendo necesidad de llaves u otros dispositivos.

6



Programa 1

```
5 printat 10,10; "Teste"
10 Poke 65500, 1
20 For A = 1 To 10
30 NEXT
40 Poke 65000,
50 Goto 10
```

Programa 2

```
10 IF inkey$ = "I" Then Poke
65500, 1
20 IF inkey$ = "N" Then Poke
65500, 0
30 Goto 10
```

Instalación

La instalación debe hacerse con cuidado, pues el circuito de su micro es delicado. Cualquier método de montaje puede ser utilizado, como por ejemplo una placa de circuito impreso patrón o bien una placa confeccionada por el propio lector.

El procedimiento es el siguiente:

Abra cuidadosamente la tapa de la microcomputadora retirando para ello los tornillos autorroscantes (observación: la descripción está realizada para el caso de una CP200 donde el prototipo fue instalado, pero el procedimiento general es el mismo para otros tipos de microcomputadoras).

Saque cuidadosamente la placa (eventualmente cinta) de circuito impreso existente próxima a la entrada de expansión del micro. Esta placa interconecta el teclado con la placa principal.

Localice el circuito integrado 74LS165, tomando todas las precauciones posibles para esta operación. Para las soldaduras use un soldador pequeño (30W como máximo) de punta fina, dada la delicadeza de los componentes.

Observe en la figura 5 cómo hacer la adaptación. Con el alicate de punta fina corte los pins del CI 74165 en la placa, retirando los pins restantes del integrado 7 y 9, usando el aspirador de soldadura.

Fije el circuito impreso del inversor de modo conveniente atornillándolo.

Uso y Pruebas

La prueba es inmediata, bastando dar el POKE con el atributo que corresponde al video normal o invertido. Si no funciona, verifique si el montaje está realizado correctamente.

El televisor, durante el uso, debe ser mantenido con el brillo y contraste en el máximo. Comprobado el funcionamiento pueden hacerse algunos retoques en brillo y contraste, según el gusto de cada uno.

Damos a continuación dos porgramas para que usted disfrute de este nuevo recurso de su micro. ✪

LISTA DE MATERIALES

Circuitos integrados
1 - CI-1 - 74LS04
1 - CI-2 - 74LS32
1 - CI-3 - 74LS74
2 Transistores
Tr1-Tr2 - BC548 o equivalente

Resistores (todos 1/8W)
R1 - 100 ohm
R2 - 100 ohm
R3 - 1K

PROYECTANDO REGULADORES A ZENER

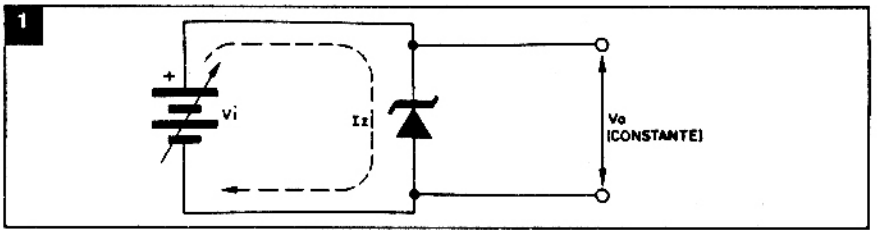
Mucho se ha escrito sobre las fuentes de alimentación, por eso no pretendemos en este trabajo reescribir aquello que es demasiado conocido por el lector, ni dar la última palabra sobre el tema. En cambio, daremos algunas informaciones y aplicaciones del diodo zener en las fuentes de alimentación.

Por Aquilino R. Leal

Un diodo zener es un rectificador de estado sólido, cuya característica inversa de ruptura es muy útil: en la conducción directa, el diodo zener se comporta de forma semejante a un diodo convencional. Con la aplicación de una tensión inversa, inferior a la tensión de ruptura de la unión, el mismo se comporta prácticamente como un circuito abierto, como ocurre con los diodos convencionales; pero al acercarse la tensión inversa al valor de la tensión de ruptura, pasa a circular una pequeña corriente por el diodo (figura 1), la cual crece rápidamente (más rápidamente que en los diodos usuales). Para valores de tensión inversa superiores a la tensión de ruptura también conocida como "tensión zener", la caída de tensión en los bornes del diodo se mantiene prácticamente constante a lo largo de una amplia gama de intensidades de corriente. Es justamente en esta región de control del diodo zener que el semiconductor se comporta como una referencia de tensión constante.

En virtud de su característica inversa tan aplicable en la práctica, llegamos por supuesto a la conclusión que el diodo zener se usa polarizado inversamente de modo que funcione en la citada región de control (figura 1).

En la figura 2, están representadas las curvas características volt x amper típicas para algunos diodos zener de la serie BZY88, extraidas del "Data Handbook" de Philips. En la figura 2-A, aparece la curva de conducción en el sentido directo (primer cuadrante) para esta serie de diodos. Esta curva ya es bastante familiar, en virtud de su semejanza con la curva de los diodos rectificadores convencionales. En la figura 2-B (tercer cuadrante), tenemos las curvas características para los diversos tipos de diodos zener cuando son polarizados inversamente.

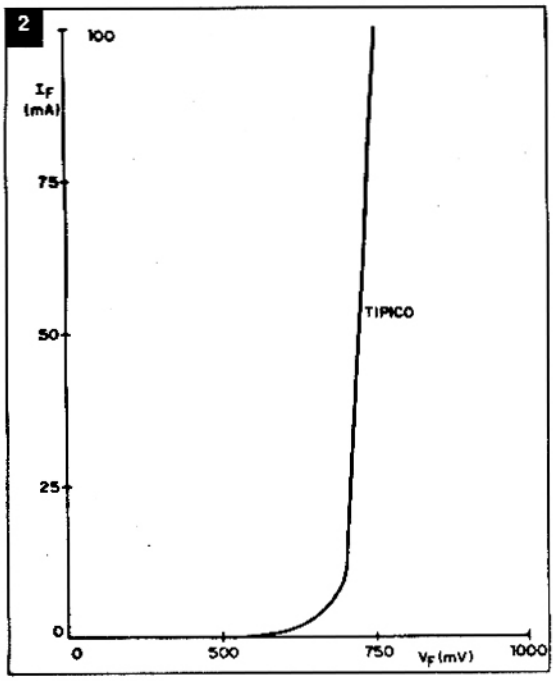


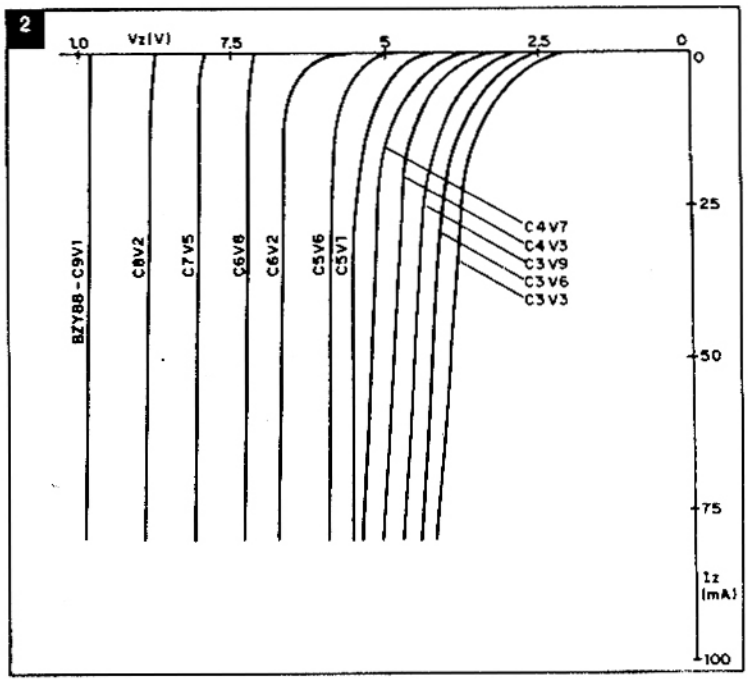
Observe que las escalas de los gráficos presentados son diferentes entre sí; también quiero llamar la atención sobre el hecho que tanto la tensión entre los terminales del diodo y la corriente que circula por él son ambas negativas en el tercer cuadrante, si bien están, por comodidad y por su amplio empleo, representadas como positivas.

También en referencia a la figura 2-B, observamos que en la región del "codo" de las curvas, la corriente crece repentinamente cuando se alcanza la tensión de ruptura y a medida que crece la corriente, la tensión zener permanece casi constante, principalmente para los diodos zener del tipo C5V1 a C9V1, mientras que para los demás diodos de esta serie, la tensión zener sufre incrementos bastante acentuados a medida que la corriente aumenta. Podemos decir, de un modo general, que la tensión zener aumenta a razón de 10mV por mA, lo que proporciona, en promedio, una resistencia interna para el diodo de unos 10 ohm.

Deseando determinar, efectivamente, cuál es la resistencia interna de un diodo, para una dada aplicación práctica, basta determinar el coeficiente angular (inclinación) de la curva característica del diodo especificado. Este procedimiento es válido para cualquier elemento o componente electrónico, siempre que se tengan las respectivas curvas características de tensión versus corriente.

Ya que el diodo zener tiene por finalidad mantener una tensión constante, inclusive para corrientes de entrada eleva-





das, el mismo debe ser protegido contra fluctuaciones de la tensión de entrada. Tal protección consiste en una resistencia conectada en serie con el diodo, como se indica en la figura 3, o sea, con una resistencia R_S, en serie, que limita la corriente de entrada. El valor de esta resistencia en serie, como se verá más adelante, deberá ser varias veces mayor que la resistencia interna R_z del diodo zener.

La figura 4 presenta la curva característica, en escala ampliada, del diodo C4V7 en estudio; nótese cómo la tensión zener aumenta al crecer la corriente de entrada, principalmente en el trecho BC. La inclinación de la curva en el trecho AB es prácticamente constante y vale aproximadamente (5,4 - 5,1)V/(80 - 20) mA ó 5 ohm, o sea, en este trecho la resistencia interna del diodo es prácticamente constante, valiendo 5 ohm.

También para el diodo de la figura 4, en el trecho BC, su resistencia interna varía exponencialmente con la corriente. Para el punto E (4,5V y 5 mA) el valor de esta resistencia es dado por la inclinación de la recta "t" tangente a la curva característica en el punto en cuestión y vale (6,0 - 4,0) V / (20,0 - 0,0) mA ó 100 ohm.

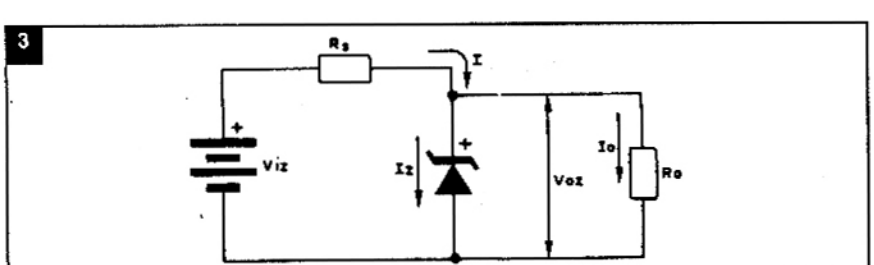
A partir del punto C para la derecha, la resistencia del diodo crece violentamente, contando que en el punto F, por ejemplo, esta resistencia es de aproximadamente 2k ohm.

Visto cómo se determina la resistencia interna del diodo zener, volvamos a la figura 3. Observemos que el diodo está polarizado inversamente, lo que significa que V_{oz} es menor que V_{iz}, pero de la misma polaridad. La corriente que circula por la resistencia R_s es dada por V_{iz}-V_{oz} / R_s.

Un diodo zener acostumbra ser especificado por su tensión zener y por la potencia que el mismo es capaz de disipar, siendo que esta última corresponde al producto de la tensión zener por la corriente que circula por el diodo.

Para ejemplificar, elegimos el diodo BZY88 - C4V7, el cual puede emplearse para estabilizar fuentes de alimentación para los circuitos integrados TTL. Supongamos también que el mismo manipule, en el proyecto, corrientes de hasta 80 mA (se permiten tolerancias de hasta 10%) a la temperatura ambiente, o sea, 25°C. Evidentemente dicho diodo debe disipar en esta temperaturauna potencia de 4,7V x 80mA = 376 mV. Optaremos por un diodo zener de mayor potencia, digamos de 400 mW, cuando la temperatura se mantenga próxima a los 25°C. Si hubiera grandes variaciones de temperatura es conveniente optar por un diodo de mayor potencia: ¡1W para tener la conciencia tranquila!

Dado todo esto, estamos en condiciones de analizar el primer proyecto de estabilización de tensión. Supongamos para el mismo, una fuente no estabilizada de 13 volt de salida, para alimentar una carga de 9,1 volt bajo 36mA, o, lo que es lo mismo, una carga que consuma 327,6 mW (esta carga equivale a una resistencia de 252,8 ohm). Designemos V_M y Vm, respectivamente, los valores máximo y mínimo



de salida entregados por la fuente cuando no está estabilizada. Fijémoslos, digamos, entre 14,5V y 11,1V. Estos dos valores son fijados con sentido común y en la peor de las hipótesis después de una serie de mediciones realizadas en condiciones temporarias diversas.

Para nuestro proyecto, optemos por el diodo BZY88 - C9V1 (1W) para mantener la tensión de 9,1 volt en los bornes de nuestra carga de 252,8 ohm. La variación de tensiones Vi_z -V_{oz} está comprendida entre un valor mínimo de 11,1 - 9,1 = 2 volt y un máximo de 14,5 - 9,1 = 5,4 volt. Debemos seleccionar el valor de R_s, de forma de garantizar una corriente en el diodo, para la máxima tensión de entrada (14,5V) que sea inferior al valor máximo admisible para el diodo, o, en nuestro caso, 100 mA con 10% de tolerancia, pues 1.000mW ∏ 9,1V≅ 109mA.

Veamos cómo una resistencia de 82 ohm limita la corriente del diodo y de la carga (figura 5):

- para la máxima tensión de entrada (V_M) la corriente de entrada es:

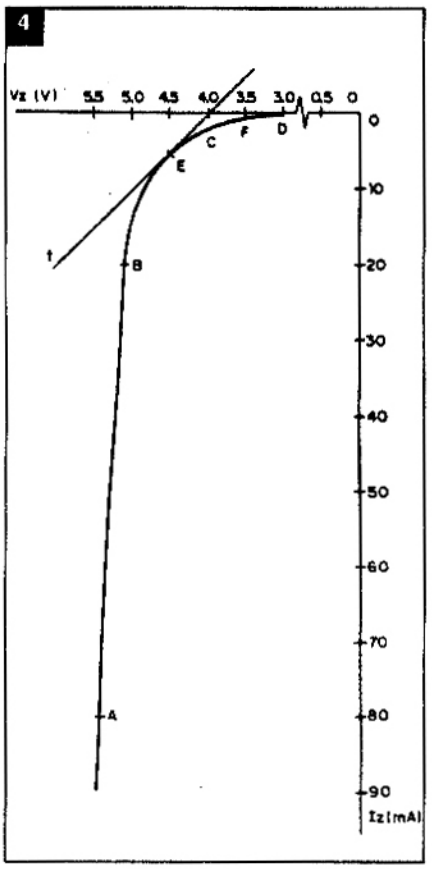
$$I = \frac{Vi_z - V_{oz}}{R_s} = \frac{(14,5 - 9,1)\,V}{82ohm} \cong 65,9mA$$

Como por la carga circulará una corriente de 36mA (9,1 ∏252,8) entonces por el zener circulará una corriente de 65,9mA - 36mA = 29,9mA (figura 6). Al retirar la carga la corriente que circulará por el diodo zener aumenta para 65,9mA, requiriendo del mismo una capacidad de disipar una potencia de aproximadamente 600mW (65,9mA x 9,1V), bien por debajo de la máxima potencia especificada por el proyecto para el diodo (1.000mW).

- para la mínima tensión de entrada (V_m) -figura 7- la corriente de entrada sería:

$$I = \frac{(11,1 - 9,1)\,V}{82\ ohm} \cong 24,4mA$$

Observemos que para mantener los 9,1 volt sobre los bordes de la carga, deberá circular, como mínimo, una corriente de 36mA por la resistencia de 82 ohm, para que pueda alimentar adecuadamente la carga. Ocurre que la corriente circulante



es menor que los 36mA exigidos por la carga; de ahí podemos llegar a la conclusión que la d.d.p. en sus terminales es menor que 9,1 volt, haciendo que el diodo no conduzca. En estas condiciones, la corriente total del circuito será (figura 8):

$$I = \frac{11,1V}{(82 + 252,8)ohm} \cong 33,2mA$$

Esta corriente ocasiona una caída de potencial sobre la carga de: 33,2mA x 252,8 ≅ 8,4V, proporcinando una potencia de salida de aproximadamente igual a 278,9mW contra los 327,6mW entregados a la carga en el primer caso y los 9,1 volt estabilizados que queríamos... ¿dónde están?

Para superar este problema, basta reducir el valor del resistor R_s de 82 ohm a 47 ohm. En estas condiciones tenemos:

- paraV_M (14,5V)

$$I = \frac{(14,5 - 9,1)\,V}{47\ ohm} \cong 114,9mA$$

circulando por el diodo una corriente de 114,9mA - 36mA = 78,9mA y garantizando en este peor caso una tensión de salida prácticamente igual a 9,1 volt.

(114,9 - 36)ma = 78,9mA y exigiendo incluso un poder de disipación de 78,9mA x 9,1V ≅ 718mW con la carga conectada, y

- para V_m (11,1V)

$$I = \frac{(11,1 - 9,1)\,V}{47\ ohm} \cong 42,6mA$$

circulando por el diodo una corriente de 42,6mA.

Modifiquemos la carga de forma que se necesiten 7,5 volt a 43,7 mA, lo que equivale a decir que la potencia de carga continúa igual, o sea, 43,7 x 10^{-3} x 7,5 ≅ 327,8mW. Empleemos para este caso el diodo BZY88 - C7V5,1W (figura 2-B) manteniendo con todo el resistor en serie todavía en 82 ohm. Podemos escribir:

- para V_M (14,5V)

$$I = \frac{(14,5 - 7,5)\,V}{82\ ohm} \cong 85,4mA$$

En esta condición circulará por el diodo, cuando la carga esté conectada, una corriente de 85,4 mA - 43,7mA = 41,7mA y en vacío (sin carga) esta corriente será de 85,4 mA, de donde se llega a la conclusión que el diodo usado es perfectamente aplicable en este caso, pues 85,4mA x 7,5V ≅ 641mW. La máxima potencia disipada por el resistor será: $P_s = I^2 \times R_s$ = (85,4 x 10^{-3})^2 x 82 ≅ 598mW - se optará por un resistor de 82 ohm y 1W de disipación.

- para V_m (11,1V)

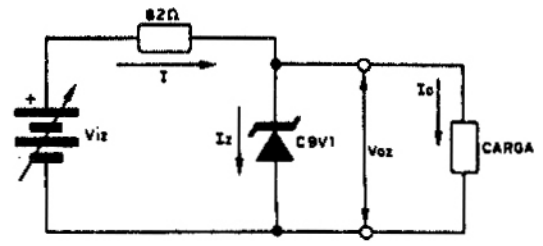
$$I = \frac{(11,1 - 7,5)\,V}{82\ ohm} \cong 43,9mA$$

Deduciendo los 43,7mA demandados por la carga, restan 0,2mA para ser la corriente mínima a circular por el diodo zener, manteniendo alrededor de 7,5 volt la tensión de salida.

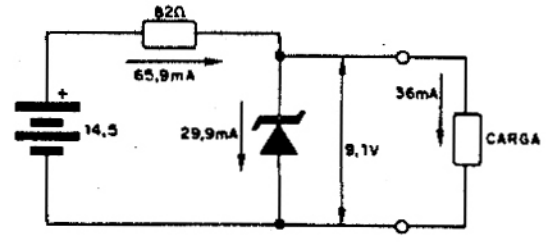
El ejemplo precedente, nos mostró dos características importantes de un circuito simple regulado a diodo zener:

1) cuando la tensión de entrada es variable, deberemos emplear una tensión

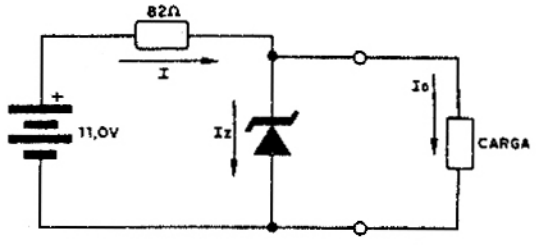
5



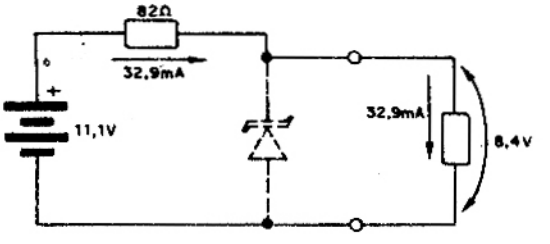
6



7



8



zener considerablemente más reducida que la tensión mínima de alimentación (o de entrada) y,

2) la corriente zener para la tensión máxima de entrada puede ser mayor que la corriente de carga.

Ambas características nos muestran, por otro lado, que un regulador zener puede ser bastante ineficaz; puesto que los reguladores zener operan con bajos niveles de rendimiento, no es costumbre emplear niveles de potencia que excedan algunos watt.

El diodo zener de 7,5V/1W del ejemplo, presenta una resistencia interna de 2 ohm aproximadamente. El regulador presenta una resistencia en serie de 82 ohm en consecuencia, las alteraciones de tensión y ondulaciones de la fuente (ripple) de alimentación son reducidas en un factor de "41". La característica más importante de un regulador zener es que, al contrario de los condensadores electrolíticos, es eficiente a bajas frecuencias e incluso con corriente continua.

Como los reguladores zener son empleados constantemente, es conveniente disponer de un método para hacer los proyectos de tales reguladores. El método debe lograr un compromiso entre varias condiciones contradictorias, a fin de volverlo sencillo. Un proyecto puede resultar difícil e incluso irrealizable si la tensión de entrada varía en más de un 30%. Si la tensión de entrada es nítidamente bastante constante y también si la carga permanece siempre conectada a la fuente, debemos elegir una tensión zener de uno o dos volt por debajo de la tensión de entrada y optar por una resistencia en serie capaz de soportar la corriente zener y la corriente de carga al mismo tiempo.

Se consiguen resultados satisfactorios si aplicamos el procedimiento que se describe a continuación:

a) seleccionar una tensión zener - V_z aproximadamente 2/3 de la mínima tensión de entrada - V_m - esperada, o sea:

$$V_z \cong \frac{2}{3} V_m$$

b) la potencia P_z disipada por el diodo zener es aproximadamente el producto de la tensión zener por la máxima corriente zener. Un buen margen es considerar que la potencia P_z llegue a valer, como mínimo, 3 veces la potencia suministrada a la carga o, en otros términos:

$$P_z \cong 3V_z \cdot Io$$

c) el valor nominal de la corriente zener - I_z - deberá valer alrededor de 3 I_o y en consecuencia, la corriente de carga podrá ser despreciada durante la investigación sobre el valor ideal para R_s. Es obvio que la resistencia en serie debe limitar la corriente zener al valor máximo de la corriente nominal especificada por el fabricante cuando la tensión de entrada en la fuente de alimentación fuera máxima. De esta forma podemos escribir:

$$R_s \cong \frac{(V_M - V_z)^2}{P_z}$$

d) comprobaremos el proyecto encontrando la corriente de entrada correspondiente a la máxima tensión de entrada. A partir de la corriente de entrada, encontraremos el valor de la potencia a disipar por la resistencia en serie, la máxima corriente en el diodo y la máxima potencia disipada por el diodo zener. A partir del valor mínimo de tensión de entrada, determinaremos la entrada mínima de corriente y la mínima corriente por el diodo. Si el proyecto no presenta resultados satisfactorios, duplicaremos o reduciremos a la mitad el valor de la resistencia en serie y comprobaremos nuevamente su rendimiento.

Vamos a dedicarnos al siguiente ejemplo: disponemos de una fuente de alimentación, cuya tensión se comprende entre 13V y 15V y queremos alimentar una carga, digamos de 200 ohm, bajo una tensión constante, comprendida entre 5,2V y 6,0V y bajo una corriente de 28mA aproximadamente. El problema es deteminar el tipo de zener, como también el valor de la resistencia R_s que debe ser conectada en serie con el mismo.

Inicialmente, elijamos, entre los diodos zener, aquel cuya tensión zener se comprende entre los 5,2V y 6,0V. Optemos por el zener BZY88 - C5V6 -; note que por el punto "a" anterior que la tensión debería ser de aproximadamente 8,6V, recayendo la elección en el zener C8V2. Estipularemos la corriente I_z como de 90mA, ya que $I_z \cong 3I_o$ e $I_o \cong 30$mA, exactamente 28mA, entonces, viene: $Pz \cong 3V_{zIo} = 3 \times 5{,}6 \times 30 = 504$mA ó 0,5W. El valor de R_s está determinado por la aplicación de la expresión del punto "b" precedente:

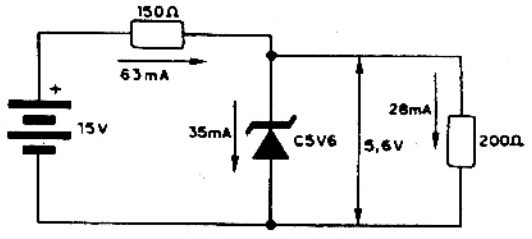
$$Rs \cong \frac{(15 - 5{,}6)^2}{0{,}5} \cong 176 \text{ ohm}$$

de ahí deducimos, como vimos anteriormente, el circuito de la figura 9, cuando Viz = 15V y considerando Rs = 150 ohm, valor comercial. Cuando Viz = 13V, tenemos el circuito de la figura 10 con las respectivas corrientes. La potencia que el resistor deberá disipar en las peores condiciones (circuito abierto) es: $(63 \times 10^{-3})^2\ 150 \cong 600$mW, optemos por 1W para mayor seguridad. El proyecto final nos da los siguientes datos:

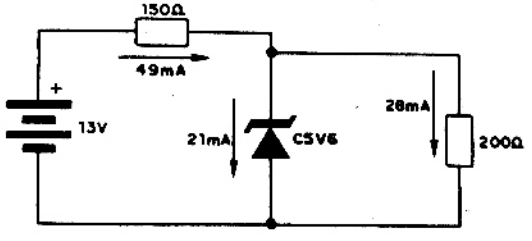
Rs: 150 ohm/1W y
D: BZY88 - C5V6/0,5W.

Existen recursos que pueden aplicarse en este tipo de reguladores, que permiten aumentar su potencia anexando al circuito otros componentes, pero eso será tema de otro artículo. ✪

9



10



RIM T.V.

Distribuidor Repuestos Electrónicos de HECTOR Y NELSON RIMADA
Alcorta 180 - T.E. 25423 (8300) NEUQUEN

Los lectores encontrarán todo el apoyo necesario para desarrollar sus conocimientos de electrónica.

Libros que se ofrecen en SABER ELECTRONICA

Números atrasados

Ediciones especiales de Circuitos & Informaciones

y todo lo que SABER ELECTRONICA anuncie en sus páginas.

AMPLIFICADORES OPERACIONALES BIFET Y LinCMOS

Las características de elevadísima resistencia de entrada, bajísima corriente de consumo, bajo nivel de ruido y baja tensión de alimentación, hacen de los amplificadores operacionales con transistores de efecto de campo en la entrada componentes destinados satisfacer una gama de aplicaciones muy amplia, en que los amplificadores convencionales no pueden ofrecer el mismo desempeño. En este artículo, basado en documentación técnica de Texas Instruments, destacamos las características de estos amplificadores, tomando como base la serie TL de BiFets.

En los amplificadores operacionales BIFETencontramos combinados transistores de efecto de campo JFET con transistores bipolares en una única pastilla, o sea, se trata de un montaje monolítico. El proceso de implantación iónica usado para hacer los transistores BIFET tiene como resultado componentes de características muy cercanas, o transistores muy bien casados. Eso significa una operación verdadera en clase A-B en la etapa de salida, con una distorsión por "cross-over" casi nula, así como una distorsión armónica muy baja.

Los transistores de efecto de campo se caracterizan también por una impedancia muy alta de entrada, que se refleja directamente en las características de entrada del amplificador operacional. Esta impedancia es del orden de 1012 ohm y las corrientes de polarización de entrada se sitúan en la banda de los picoamperes. La mayoría de los amplificadores operacionales presentan tasas de crecimiento de 13V/µs, y una banda típica para ganancia unitaria de 3MHz. Mientras tanto, es preciso tener en cuenta que las tensiones de offset de estos ammplificadores, así como el nivel de ruido de entrada, es mayor del que presentan los amplificadores operacionales con transistores bipolares.

Algunos amplificadores operacionales BIFET poseen un ajuste de potencia, hecho a través de un resistor externo, que permite la selección del nivel de corriente de operación. Al mismo tiempo que este control permite ajustar mejor la disipación de potencia, también significa un control mayor sobre la banda de frecuencias de operación.

Un ejemplo de amplificador operacional con estas características es el TL066 BIFET de Texas Instruments, que puede ser ajustado para una corriente sin señal de 5 a 200µA. La tasa de crecimiento y la banda de operación cambiarán también con el nivel de corriente de operación, excepto por la posibilidad de un ajuste de corriente, el TL066 al TL061, también de Texas Instruments.

El principal uso para este tipo de amplificador operacional es en equipamientos de telecomunicaciones alimentados por batería, donde el consumo de energía es un factor de gran importancia para el proyecto.

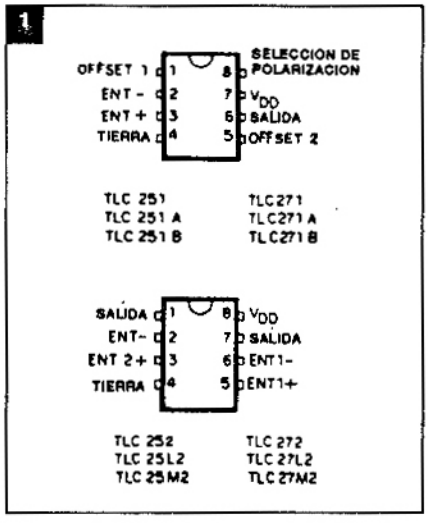
En la tabla damos las características de los principales amplificadores operacionales BIFET de Texas, con los parámetros de mayor importancia.

Observamos que, en esta tabla, las diferencias de los elementos de cada familia se refieren al número de operacionales por cubierta como base.

Amplificadores operacionales LinCMOS

El proceso denominado "Linear silicon-gate CMOS", desarrollado por Texas Instruments, tuvo como resultado una familia de componentes con el nombre registrado de "LinCMOS". Estos componen-

Parámetro	Familia				Unidad
	TL080	TL070	TL060	TL087	
VIO	5	3	3	0,1	mV
IB	30	30	30	60	pA
Ruido	25	18	42	18	nV/Hz
SR	13	13	3,5	13	V/µs
B1	3	3	1	3	MHz



tes combinan las características de la alta velocidad de los amplificadores operacionales con la baja corriente de consumo, alta impedancia de entrada y baja tensión de operación de los componentes CMOS. Los componentes LinCMOS presentan las características de mejor offset y de tensión que muchos equivalentes con transistores bipolares y, además, superan las limitaciones de estabilidad y banda de frecuencias impuestas en los proyectos de circuitos lineales con elementos CMOS de puerta metálica.

Offsets ultraestables

El primer inconveniente de usar elementos bipolares convencionales de puerta metálica CMOS en aplicaciones lineales son los desplazamientos indeseables de los umbrales de tensión que ocurren con el tiempo, con variaciones de temperatura y tensiones de compuerta. Estos desplazamientos, ocasionados por el movimiento de iones de sodio en el interior de los transistores del integrado, son frecuentemente de intensidad mayor que 10mV/V de la tensión aplicada en la compuerta. Mientras tanto, con la tecnología LinCMOS, este problema es superado con la sustitución de las puertas metálicas por puertas con polisilicon dopado con fósforo, lo que retiene los iones de sodio. El resultado es la producción de circuitos integrados lineales con bajas tensiones offset de entrada (2 a 10mV) y que varian muy poco alrededor de los valores originales.

Las series TLC251 y TLC271 de maplificadores operacionales de uso general, poseen bajas tensiones offset de entrada y típicamente varían solamente 0,1µV por mes, y 0,7µV por grado Celsius. La tensión offset extremadamente baja puede ser todavía más reducida mediante la utilización de las entradas de ajuste de nulo existentes en el componente.

Al contrario de los dispositivos CMOS de puerta metálica, la entrada de los dispositivos LinCMOS no es sensible a las tensiones excesivas de entrada.

Bandas anchas de frecuencia

Además de proporcionar tensiones de offset de entrada estables, la tecnología LinCMOS produce también dispositivos con bandas de frecuencias que son de dos a tres veces más amplias que las de los equivalentes de puerta metálica. Esto ocurre porque las puertas de silicio en los transistores LinCMOS están formadas durante la misma fase del proceso en que se forman la fuente y el drenaje. Como resultado, la fuente, puerta y drenaje son autoalineados. En contraste, las puertas metálicas se forman después de la difusión de la fuente y del drenaje, necesitando así un proceso adicional para el alineamiento de la fuente, puerta y drenaje.

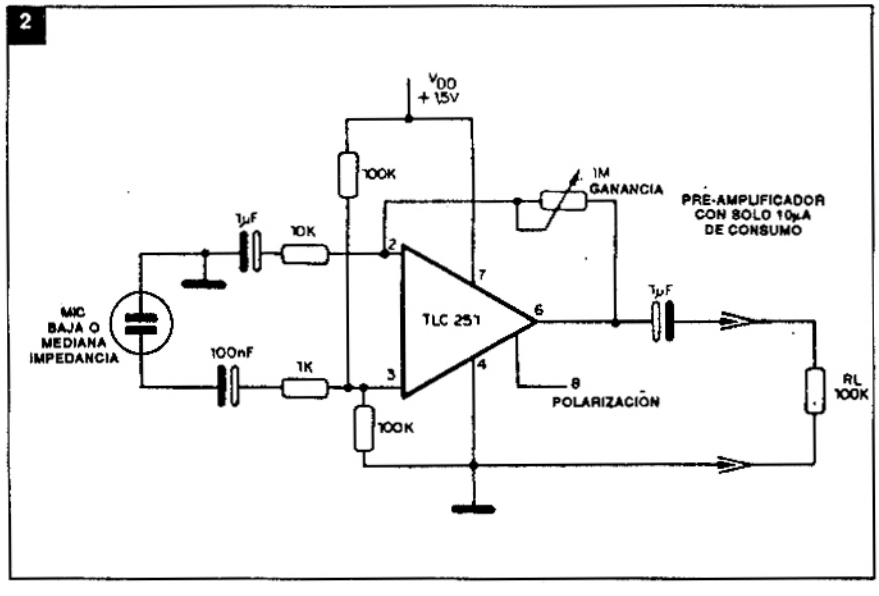
Los transistores LinCMOS con puertas autoalineadas poseen una capacitancia puerta-drenaje que es aproximadamente un séptimo de la que se encuentra en un circuito integrado CMOS con puerta metálica. Esto aumenta la banda de operación y velocidad de los componentes LinCMOS.

El TLC251 y el TLC271, amplificadores operacionales LinCMOS, ofrecen una banda de operación de 2,3MHz y un tiempo de crecimiento de 60ns, con 25% de "overshoot", y una tasa de crecimiento de 4,5V/µs. Estas velocidades son mejores que las de la mayoría de los amplificadores operacionales bipolares, y muchas veces mayores que las de los equivalentes CMOS de puertas metálicas.

Ventajas de los amplificadores operacionales LinCMOS

Las series de amplificadores operacionales TL251 y TL271 proporcionan uan baja de tensión de offset de entrada (10mv máximo), lo que mantiene una alta estabilidad con el tiempo y temperatura y no es sensible a las sobrecargas de tensión. Estos amplificadores también pueden obtenerse con tensiones más estrechas de offset de entrada y garantizadas por el fabricante.

Los amplificadores operacionales de las series TLC251 y TLC271 pueden ser ajustados para operar con polarización



baja, media o alta. Para ello basta conectar el pin de selección de polarización al Vdd para polarización baja; a la tierra para polarización alta o bien a una tensión de mitad de Vdd para polarización mediana. Por la elección de la polarización apropiada se puede seleccionar el tipo de performance y consumo de potencia, de acuerdo con las necesidades del proyecto.

Cuando están operando con polarización alta, en un Vdd igual a 10V, estos componentes drenan una corriente de 100µA (Idd) para 10mW de disipación y proporcionan una tasa de crecimiento de 4,5V/µs y una banda pasante de 2,3MHz.

En la polarización baja, con Vdd = 10V y Idd de 10µA, que resulta en una disipación de 100µW, la tasa de crecimiento del componente es de 0,04 V/µs y la banda pasante de 100kHz. En la polarización baja y con una alimentación de 1v, el TLC251 consume solamente 10µW, lo que lo hace ideal para aplicaciones en que la fuente de alimentación es una batería. El pin de polarización puede ser activado a partir de la señal lógica de una microprocesadora, lo que vuelve a las condiciones operacionales controlables a partir de un software.

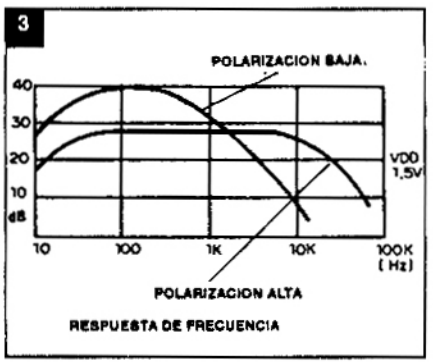
Características adicionales del TLC251 y TLC271 incluyen una tasa de rechazo en modo común de 88dB y un ruido de entrada del orden de 30 a 7 pnV/√Hz (dependiendo del tipo de polarización, si alta, mediana o baja).

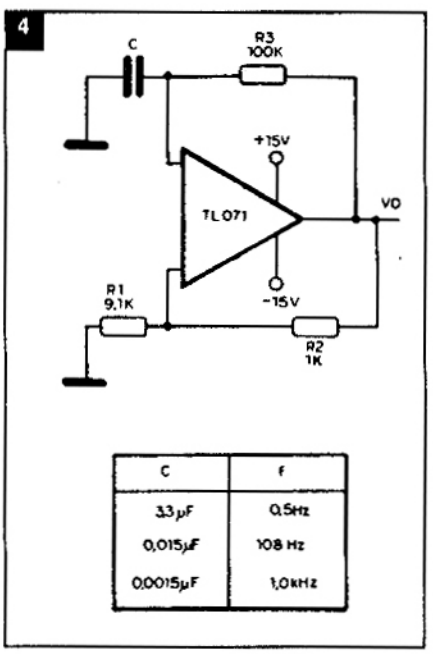
Todas estas características vuelven a los amplificadores operacionales de la serie TLC251 y TLC271 aplicables en una amplia gama de circuitos, como filtros activos, interfaceamiento de transductores, drivers de corriente, conversores tensión-corriente, timers de intervalos largos y muchos tipos de amplificadores.

Las series TLC251 y TLC271 son, particularmente , recomendadas para proyectos de baja potencia e instrumentación, que necesitan de offsets estables.

Cuando se usan estos operacionales para un proyecto, se deben considerar las siguientes características:

- Tensión de alimentación (Vdd)
  TLC251: 1V a 16V





LLC271: 4V a 16V

- Fuente de alimentación simple o como máximo de 9-0-8V
- Corriente de alimentación ajustable:
  Polarización baja: 10µA (típico)
  Polarización mediana: 150µA (típico)
  Polarización alta: 1000µA (típico)
- Polarización de entrada extremadamente baja y corrientes de offset = 1 pA (típico)
- Baja tensión de offset de entrada: 3mv (típico)
- Tensión de offset de entrada ultraestable = 0,1µV por mes (típico)
- Ruido de 30 nVHz (típico)
- Tasa de crecimiento (SR)
  Polarización alta: 4,5V/µs (típico)
  Polarización mediana: 0,6V/µs (típico)
  Polarización baja: 0,04V/µs (típico)
- Banda pasante (BW)
  Polarización alta: 2,3MHz
  Polarización mediana: 0,7MHz
  Polarización baja: 0,1MHz

En la figura 2 damos las identificaciones de algunos elementos de esta familia de integrados de Texas Instruments.

En la figura 2 vemos un preamplificador con TLC251 para micrófono de baja y media impedancia, usando una fuente de alimentación de apenas 1,5V La polarización de este preamplificador determina su curva de respuesta, mostrada en la figura 3.

La polarización baja se obtiene aplicando una tensión de 1,5V al pin 8. Para polarización mediana aplicamos una tensión de 0,75V y para polarización baja, hacemos su conexión a la tierra.

Como se trata de un aparato extremadamente compacto, puede montárselo junto al propio micrófono. La batería recomendada es del tipo de mercurio, de 1,5V, que tendrá enorme durabilidad en vista del bajo consumo de corriente del amplificador, como ya vimos.

Cuando se opera en la condición de baja polarización (1,5V en el pin 8), la corriente drenada es de apenas 10µa y su respuesta de frecuencia es de -3dB entre 27Hz y 4,8Hz. Con el pin 8 a tierra, lo que determina la condición de polarización alta, el límite superior sube hasta 25kHz y la corriente drenada de la fuente sube hasta solamente 30µA.

Operando con una polarización alta y 5V de alimentación, la corriente exigida por este preamplificador es de apenas 500µA.

En la figura 4 tenemos otra aplicación para otro miembro de la familia LinCMOS, que es el TL071. se trata de un multivibrador astable básico que usa poquísimos componentes externos.

Cuando se conecta este circuito, el offset natural del dispositivo sirve como elemento de partida. Asumiendo que la tensión de salida VO va al nivel alto y la realimentación positiva, a través de R1 y R2, fuerza la salida a la saturación, el nivel alto de tensión en la salida carga, entonces, C, a través de R3 , hasta que la tensión en la entrada inversora supere la

tensión en la entrada no inversora. Cuando ocurre esto, la salida conmuta hacia el nivel bajo de saturación, lo que hace que el capacitor inicie su descarga hasta un nuevo nivel de tensión, que fuerza la nueva conmutación.

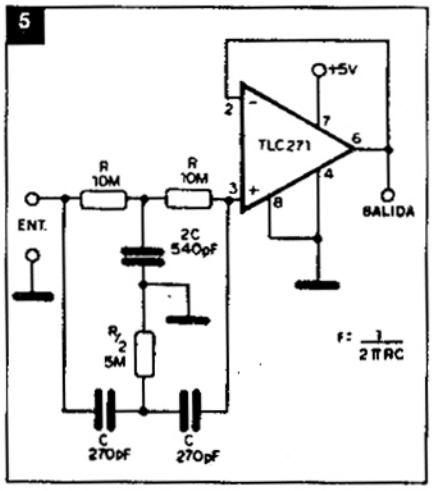
Con niveles de salida y entrada iguales, el TL071 consigue producir una señal con ciclo activo de 50% en su salida. El período total de un ciclo es dado por:

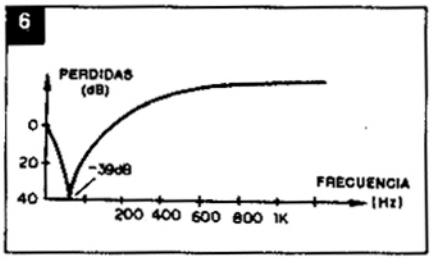
$$T = 2 \times (R3) \times C \times \ln(1 + 2.R1/R2)$$

En la figura 5 tenemos un filtro rechazador de 60Hz que usa un TLC271. El doble T se encarga de fijar la frecuencia de rechazo de acuerdo con la característica mostrada en el gráfico de la figura 6.

Estos filtros pueden operar con tensiones de alimentación muy bajas y en frecuencias igualmente bajas con óptimo rendimiento. Como necesitan pocos componentes, pueden ser instalados fácilmente en espacios reducidos.

Todos los resistores y capacitores de este filtro deben ser cuidadosamente "casados". El TLC271 tiene una corriente de polarizaciónde entrada de apenas 1pa y no generará tensiones offset de entrada adversas, incluso con una impedancia de entrada de 20M. El "ripple" de bajo nivel de 60Hz también puede ser atenuado por la capacidad del TLC271 de trabajar con señales en el potencial de tierra incluso con fuente de alimentación simple.





Conclusión

Las aplicaciones para los amplificadores operacionales con transistores de efecto de campo de entrada, específicamente los LinCMOS de Texas Instruments, son ilimitadas. En este artículo damos solamente algunos ejemplos, pero ciertamente tendremos oportunidad de mostrar otros, en artículos que prepararemos basados siempre en las referencias técnicas proporcionadas por Texas Instruments. ✪

CIRCUITOS & INFORMACIONES

EQUIVALENCIA TTL - EUROPEA

7400 – FLH101	7401 – FLH201	7412 – FLH501
7410 – FLH111	7404 – FLH211	7423 – FLH511
7420 – FLH121	7405 – FLH271	7425 – FLH521
7430 – FLH131	7403 – FLH291	7437 – FLH531
7440 – FLH141	7486 – FLH341	7438 – FLH541
7450 – FLH151	7413 – FLH351	74132 – FLH601
7451 – FLH161	7408 – FLH381	7422 – FLH611
7453 – FLH171	7409 – FLH391	7427 – FLH621
7454 – FLH181	7406 – FLH481	7432 – FLH631
7402 – FLH191	7407 – FLH491	7428 – FLH661
7414 – 7414	7473 – FLJ 121	7476 – FLJ 131
7474 – FLJ 141	7475 – FLJ 151	

AMPLIFICADORES DE VIDEO

Los amplificadores de video son dispositivos que deben presentar características especiales. En principio, son bastante semejantes a los amplificadores operacionales, con la diferencia que deben tener una banda de frecuencias de operación más amplia y una ganancia menor. En este artículo, basado en documentación técnica de Texas Instruments, abordamos un poco del funcionamiento de estos dispositivos y damos aplicaciones para los tipos NE592 y MC1445.

Por Newton C. Braga

Un amplificador de video se parece a un amplificador operacional, excepto por la ganancia y la banda de operación. Un amplificador operacional ideal, como sabemos, posee impedancia de entrada infinita, impedancia de salida nula, ganancia infinita y offset nulo. En la práctica, por supuesto, sabemos que estas características están lejos de ser alcanzadas.

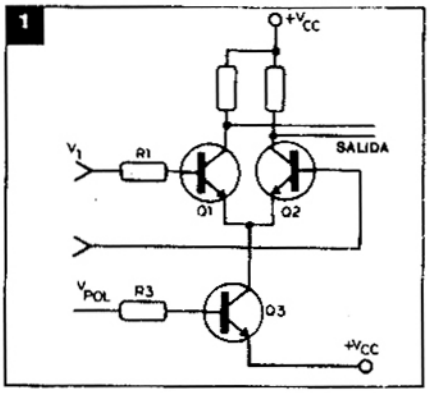
Así, para un amplificador de video, basta ampliar un poco las características de los amplificadores operacionales. En lugar de los solamente 100 kHz de ancho de banda típicos, precisamos por lo menos de 10MHz.

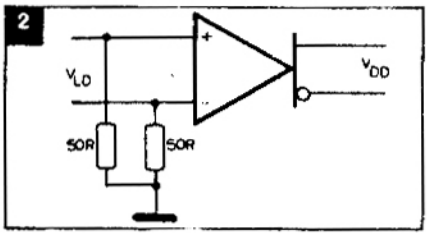
Del mismo modo, la ganancia puede ser reducida a 40 dB, cuando lo normal en un operacional es de 100 dB.

Como los amplificadores de video producen un cierto desplazamiento de fase interno, no es posible hacerlos trabajar con realimentación negativa. De este modo, su operación se hace exclusivamente sin realimentación externa.

Los amplificadores de video también poseen una excursión de la tensión de salida limitada. Para operación en frecuencias muy altas, esta excursión está limitada en pocos volts.

En la tabla tenemos las características de algunos amplificadores de video comunes.





En la figura 1 tenemos la estructura básica de la etapa de entrada de un amplificador de video.

Como podemos ver, consiste en un par diferencial de transistores acoplados por el emisor a una fuente de corriente constante, que también está formada por un transistor.

Los antiguos amplificadores de video poseen solamente esta etapa agregada a algunos pocos resistores y diodos, quedando los demás componentes del circuito montados externamente.

En la etapa mostrada en la figura 1, existe una entrada de polarización que permite ajustar la excursión de la señal de salida de modo que sea simétrica en relación a la tierra.

Como dijimos en la introducción, las características de los amplificadores de video son similares a las de los amplificadores operacionales, pero es importante dar definiciones de algunos términos aplicados específicamente a los amplificadores de video.

Ganancia de tensión

Los amplificadores de video poseen una entrada y una salida diferencial. Así, la ganancia de tensión es definida como la relación entre las variaciones de la tensión de salida y las variaciones correspondientes de la tensión de la señal de entrada, conforme a la siguiente ecuación:

$$\text{Ganancia} = V_{OD}/V_{ID}$$

El circuito de la figura 2 muestra la

TIPO	CARACTERISTICAS	DESCRIPCION
µA733, TL733	Ancho de banda para 3dB: 90 MHz	Amplificador diferencial de video. Amplificación seleccionable. 10, 100 ó 400.
NE592, SE 592	Ancho de banda para -3 dB: 90 MHz	Amplificador de video con amplificador seleccionable de 100 a 400. Ganancia ajustable de 0 a 400. Banda ajustable.
TL592	Ancho de banda para -3 dB: 90 MHz	Amplificador diferencial, ganancia ajuste de 0 a 400. Banda ajustable.
MC1445	Ancho de banda para -3dB: 50MHz	Dos canales de entrada controlados por puerta: 16dB de ganancia mínima; ruido en banda ancha de 25V (típ).

manera como podemos polarizar el amplificador de video para obtener una ganancia elevada.

Tensión de salida en modo común

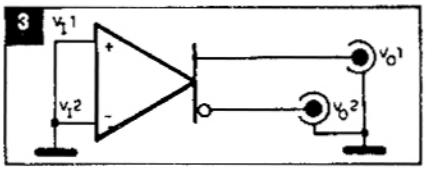
Si ponemos a tierra las dos entradas de un amplificador de video, las salidas deben presentar, teóricamente, el mismo nivel de tensión en relación a la tierra.

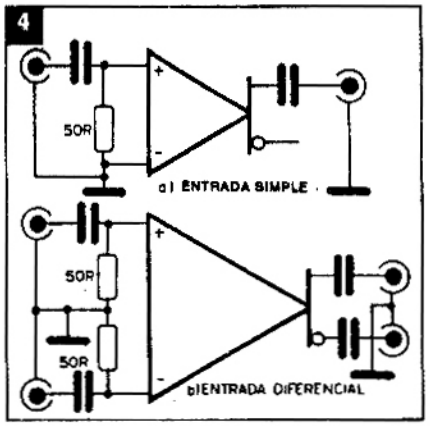
En la práctica, empero, esto no ocurre, pues existen pequeñas diferencias de ganancia entre los transitores, lo que nos lleva a definir la tensión de salida en modo común como la media de las tensiones en relación a la tierra. La siguiente ecuación permite determinar esta tensión:

$$V_{OC} = (V_O1 + V_O2)/2$$

Tensión offset de salida

Cuando un amplificador funciona en las condiciones presentadas en la figura 3, la diferencia entre los niveles DC de las dos salidas será definida como tensión offset de salida (VOO = VO1 - VO2). La tensión offset puede ser comparada a la tensión de entrada haciendo su división por la ganancia diferencial del amplificador.





Los amplificadores no son previstos para que tengan un ajuste de la tensión DC de offset de entrada. En los circuitos en que esto causa problemas, se usa acoplamiento capacitivo tanto en las entradas como en las salidas para bloquear los componentes DC de la señal y, con esto, prevenir que las mismas influyan en la señal amplificada.

En la figura 4 tenemos dos métodos de acoplamiento capacitivo, siendo uno de entrada simple y el otro diferencial.

Precauciones con el cableado

El "lay-out" (cableado externo) de un amplificador de video es muy importante para su buen desempeño. Todas las conexiones deben ser bien cortas. Cuando usa placa de circuito impreso, las pistas deben ser anchas y lo más cortas posibles. Esto ayuda a proporcionar una baja resistencia y baja inductancia para las conexiones y el acoplamiento entre la señal de salida y de entrada es minimizado.

La puesta a tierra, mientras tanto, es la precaución más importante. Como en todos los circuitos de altas frecuencias, un plano de tierra y buenas técnicas de puesta a tierra deben usarse invariablemente. Todas las superficies no usadas de la placa de circuito impreso deben ser conectadas a tierra.

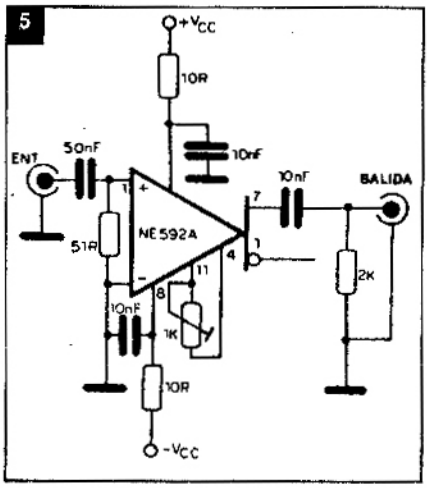
Una buena tierra proporciona un retorno común de baja resistencia y baja inductancia a todas las señales. Este plano también evita la captación de señales externas. En cada terminal de alimentación debe conectarse un capacitor de pasaje a tierra, tan próximo como sea posible del pin del integrado.

Normalmente se usa un capacitor de 100nF. En los circuitos de frecuencias muy altas y que posean una ganancia elevada, la combinación de un capacitor de 1µF de tantalio, en paralelo con un capacitor de 470pF, de cerámica, es lo más recomendable.

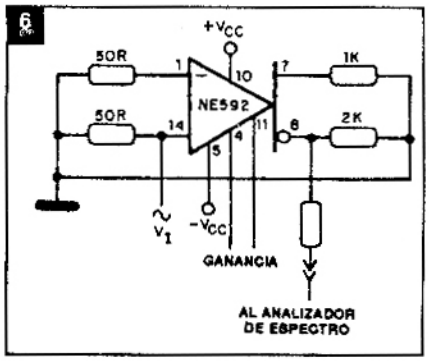
Un único punto de puesta a tierra es indispensable en los casos de conexiones punto a punto, o cuando no se dispone de un plano general de tierra.

El retorno para la señal de entrada, el retorno de la señal de carga y el común de la fuente de alimentación deben ser conectados todos al mismo punto. Con esto, se eliminan eslabones de realimentación o trayectos comunes de corriente, que podrían ser responsables por modulaciones o realimentaciónes indeseables.

5



6



Cuando se proyectan amplificadores de video, se deben usar resistores de 50 a 100Ω para las terminaciones de entrada. Los resistores en esta banda aumentan el rendimiento del circuito por la reducción de los efectos de capacitancia de entrada y por las corrientes de ruido en la salida.

Preamplificador para osciloscopio / frecuencímetro

Un circuito que contenga un simple NE592A como único componente activo puede ser usado para aumentar la sensibilidad de un osciloscopio simple o de un frecuencímetro (figura 5).

El circuito sugerido proporciona una ganancia de tensión de 20dB en la banda de 500 kHz a 50 MHz. La respuesta de baja frecuencia del amplificador puede ser extendida por el agregado de un capacitor de 50 nF conectado en serie con el terminal de entrada. Este circuito presenta un nivel de ruido de entrada de aproximadamente 10μV en la banda de 15,7 MHz.

La ganancia podrá ser calibrada por el ajuste del potenciómetro, conectado entre los pins 4 y 11 (terminales de ajuste de ganancia). Estos pins tienen acceso directo a los dos emisores de los dos transistores NPN de entrada del amplificador diferencial.

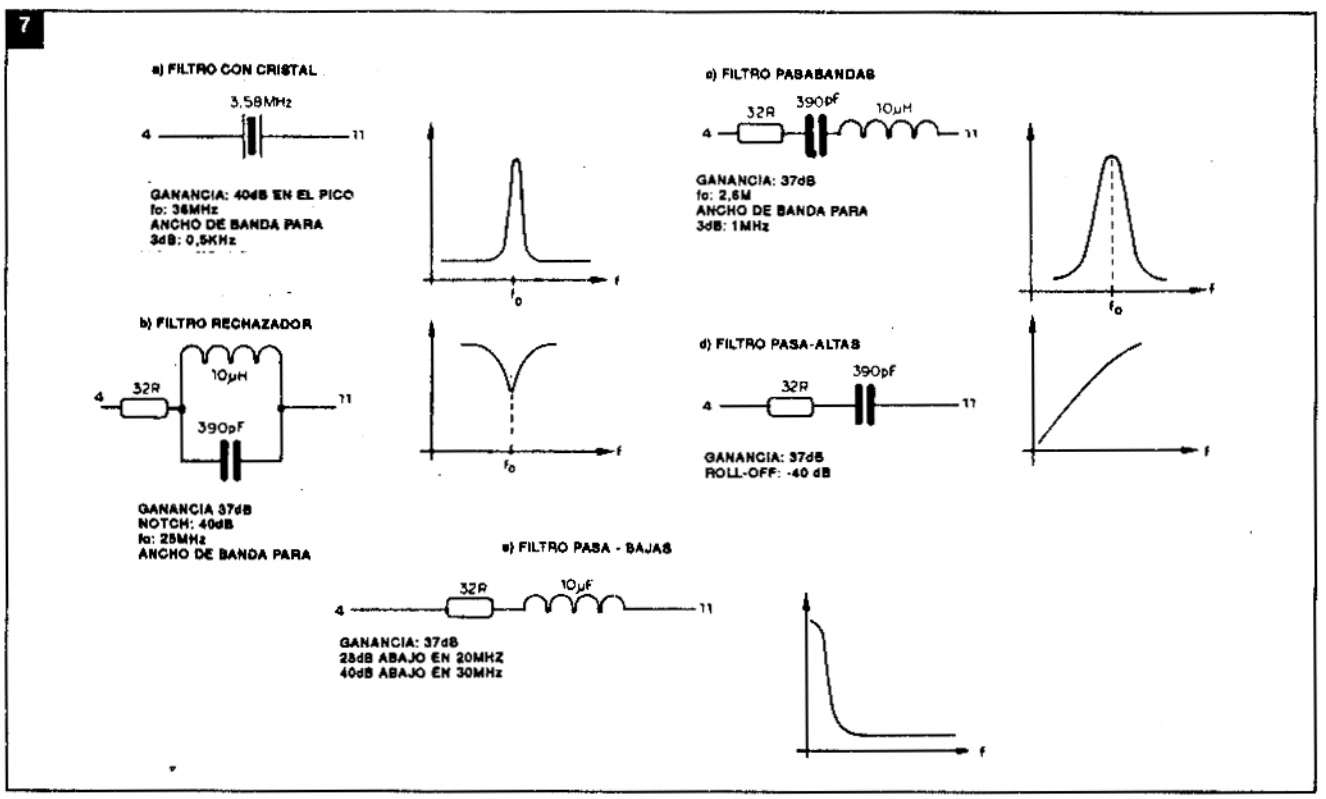
El potenciómetro de 1k (tipo cermet) puede ser ajustado con una ganancia de tensión de exactamente 10 veces. Esto permite mantener el factor de escala del instrumento. La precauciones usuales para el montaje son conexiones cortas y una amplia área para la tierra, de modo de garantizar la baja resistencia y baja inductancia. Esto asegura una buena respuesta en las frecuencias altas. Un montaje compacto puede obtenerse con la utilización de un "U" de cobre o latón.

Aplicaciones del NE592 como filtro

El NE592 es un amplificaor de video de dos etapas con salida diferencial. Representa una ganancia de tensión de 0 a 400, que puede ser ajustada por medio de un resistor externo.

La etapa de entrada es proyectada de tal forma que, por la utilización de pocos elementos externos de polarización, entre

7



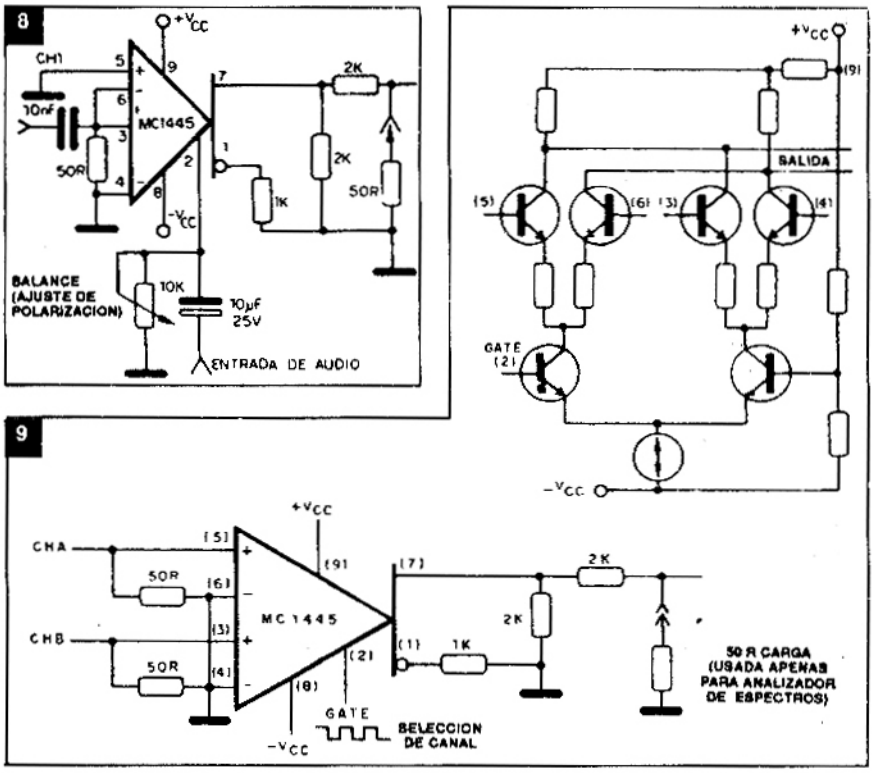
los terminales de selección de ganancia (pins 4 y 11), el circuito podrá funcionar como filtro pasaaltas, pasabajas o pasabandas.

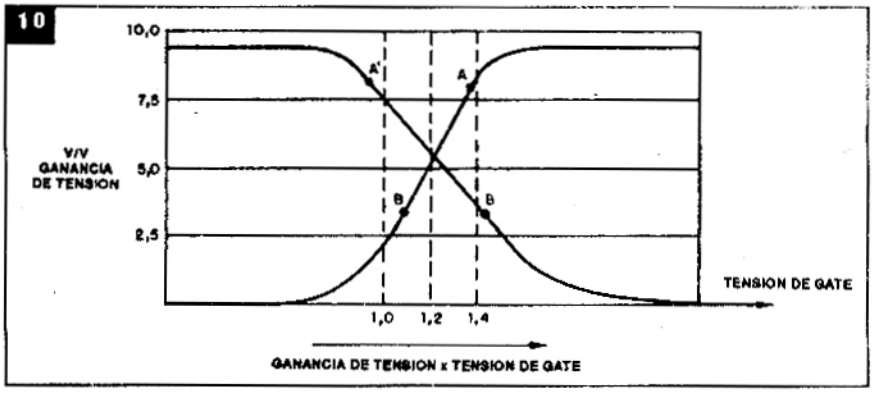
Esta posibilidad vuelve al circuito ideal para ser usado como amplificador de video o pulsos en equipos de comunicaciones, memorias magnéticas, sistemas de grabación de video entre otras. En la figura 6 tenemos el circuito básico dle filtro.

Este circuito presenta una impedancia de entrada y salida de 50Ω y usa una fuente simétrica de 6V. La salida de 50Ω permite el interfaceamiento con un analizador de espectro.

En la figura 7 tenemos cinco elementos de polarización y las curvas presentadas, obtenidas a partir de fotos de un analizador de espectro.

Cada elemento de polarización es conectado entre los pins 4 y 11 del integrado. Las condiciones de cada circuito y los valores paramétricos también son dados en la misma figura.





Modulador balanceado con el MC1445

En la figura 8 mostramos un modulador balanceado, montado alrededor de un circuito integrado MC1445.

Los amplificadores diferenciales internos son conectados de manera de cruzar los colectores de los transistores, como muestra la figura 9.

En cuanto el nivel de la portadora alcanza un valor que conmuta el par diferencial acoplado en cruz, la señal de modulación (que es aplicada a la compuerta) será conmutada en la misma velocidad de la portadora, entre las cargas de colector. Cuando ocurre la conmutación, resulta en una multiplicación de la modulación por una función simétrica. Si la compuerta permanece en la región lineal, solamente la primera armónica estará presente. Para conseguir una buena supresión de armónicas en la entrada de modulación, el nivel de entrada debe permanecer en la región lineal de la compuerta.

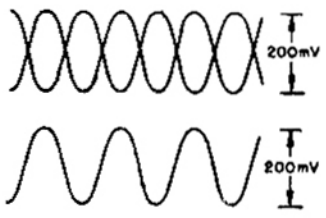
Para equilibrar el modulador con el MC1445, se deben alcanzar ganancias iguales en los dos canales. En la figura 10 (la características compuesta de los después canales) el punto de ganancias iguales está en 1,3V. El punto medio de la región lineal del canal B es 1,2V. Para mantenerse en la región lineal, la modulación no debe superar 200mV pico a pico, aproximadamente. Como el punto de polarización de compuerta es sensible al total de supresión de la portadora, una buena resolución es necesaria en el ajuste. Asi, un potenciómetro multivueltas es recomendable para hacer el ajuste.

En la figura 11 la señal superior muestra una portadora de 1 MHz siendo moldulada por una señal de 1kHz. La salida es de 750mV pico a pico. El trazo de abajo muestra una señal moduladora de 600mV x 1kHz (pico a pico). Cuando está funcionando bajo estas condiciones, se puede obtener un rechazo de portadora de 38 dB.

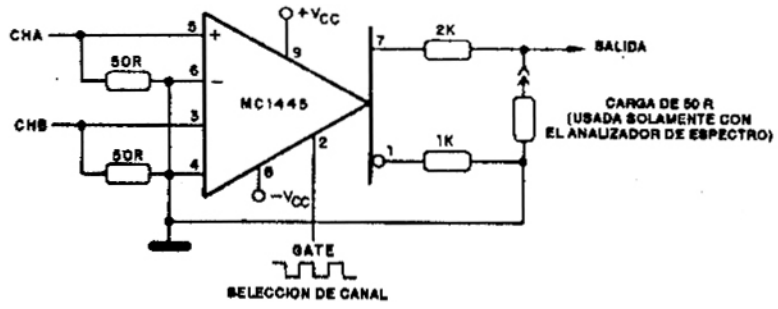
Llave desplazadora de frecuencia (FSK)

Para obtener esta configuración, la señal es aplicada a cada uno de los amplificaodres diferenciales. Cuando la tensión de compuerta cambia de un extremo al otro, la salida deberá ser conmutada al-

11



12

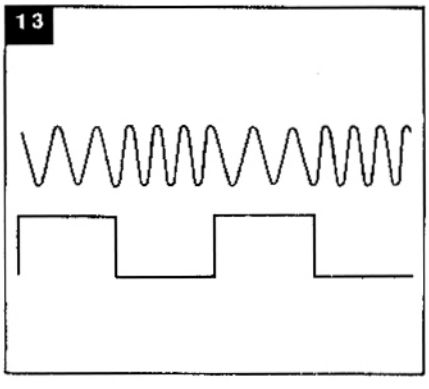


ternadamente entre las dos señales de entrada (figura 12).

Cuando el nivel de compuerta fuera alto (1,5V), la señal aplicada entre los pins 5 y 6 (canal A) pasa y la señal aplicada entre los pins 3 y 4 (canal B) es suprimida. La situación inversa ocurre cuando la compuerta está en el nivel bajo. Con 0,5V la señal aplicada entre los pins 3 y 4 (canal B) pasará. La señal no seleccionada tendrá una ganancia unitaria o menor.

De esta forma, una conversión binario-frecuencia puede ser obtenida directamente. La figura 13 muestra las formas de onda para este circuito. El trazo de arriba ilustra una señal de 20kHz aplicado al canal B. La señal de abajo ilustra una señal de control de 1 kHz aplicada al pin 2. El osciloscopio es gatillado por esta señal de control en la obtención de las formas de onda. ✪

13



Referencia: Linear and Interface Circuits Aplications - Texas Instruments - 1985.

SABER ELECTRONICA LASER

LA TECNOLOGIA FOTONICA Y ACUSTICA
DEL SIGLO XXI ESTA EN:

Ahora en ROSARIO y zona de influencia puede adquirir nuestros productos en:

NOVA - FABRELEC

SALTA 1574 - (2000) ROSARIO - Tel.(041) 21-2743

HORARIO: de Lunes a Viernes de 9 a 12 y de 14.30 a 19 hs.
Sábados de 9 a 12 hs.

Los lectores de *SABER ELECTRONICA* no necesitan viajar a Buenos Aires para tener acceso a los kits originales, libros, números atrasados,ediciones especiales de Circuitos & Informaciones, holophonics, láseres y todo lo que se anuncia en sus páginas.

SABER ELECTRONICA

Ahora los lectores de "SABER ELECTRONICA" de LA PLATA y GRAN LA PLATA tienen donde adquirir lo que necesiten para sus inquietudes electrónicas.

Diagonal 74 Nº 1031 entre 5 y 6 LA PLATA

Argosystem es el representante oficial de "SABER ELECTRONICA" en LA PLATA. Acérquese. tendrá el apoyoque necesite. No tiene que desplazarse hasta Buenos Aires para tener acceso a todo lo que es SABER ELECTRONICA

PREAMPLIFICADOR INTEGRADO

Para los que están montando amplificadores pero que no saben cómo agregarles un buen preamplificador, damos un circuito con tres sensibilidades que sirven para cápsulas magnéticas, cerámicas u otros tipos de señales de entrada.

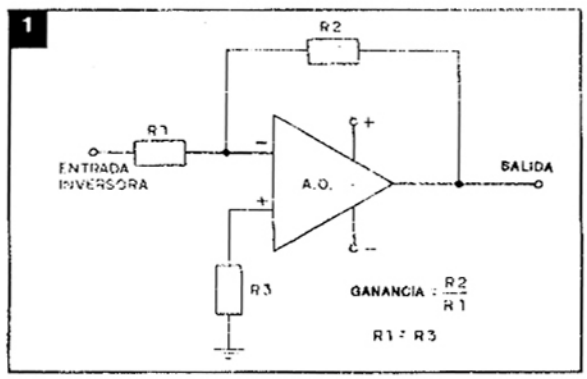
Por Newton C. Braga

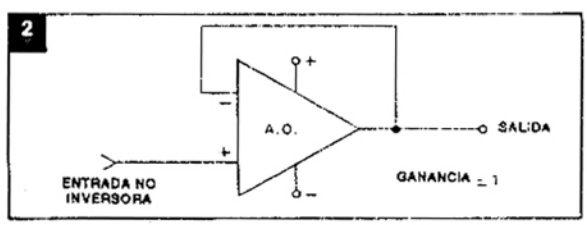
Por sus características, el amplificador operacional 741 puede usarse en una variedad infinita de aplicaciones prácticas. Incluso en audio, donde pocos son los que realmente saben explotar las posibilidades de este circuito integrado, encontramos aplicaciones muy interesantes como el preamplificador de audio que describiremos en este artículo.

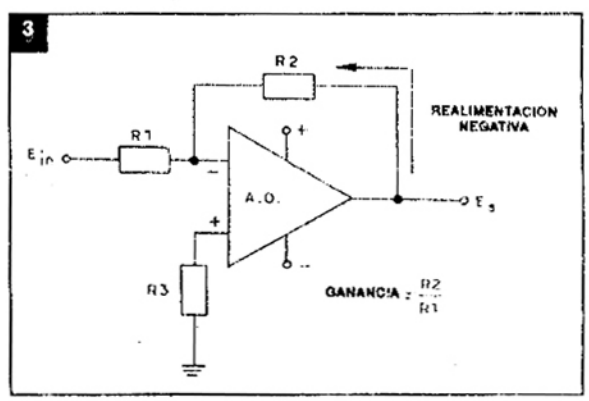
Con una salida de intensidad grande, compatible con la entrada de la mayoría de los amplificadores de audio comunes, este amplificador puede presentar diferentes características de entrada y de ecualización bastando para esto hacer la conexión correcta de la red de realimentación.

Así, con el simple cambio por medio de una llave conmutadora de la red de ecualización, podemos tener tres características diferentes de entrada, lo que hace que este preamplificador pueda usarse con cápsulas magnéticas, cápsulas cerámicas y transductores de alta intensidad de señal o sincronizadores.

Los lectores que están buscando un preamplificador para su equipo de sonido y desean algo simple pero eficiente, ésta es nuestra sugerencia. Por las características que detallamos a continuación, los lectores pueden tener una idea de cómo usarlo:







- Posición 1: ganancia unitaria (para señales intensas).
- Posición 2: 5 mV de sensibilidad de entrada con ecualización RIAA y 500mV de salida.
- Posición 3: 220mV de sensibilidad de entrada para una salida de 100mV/100k.

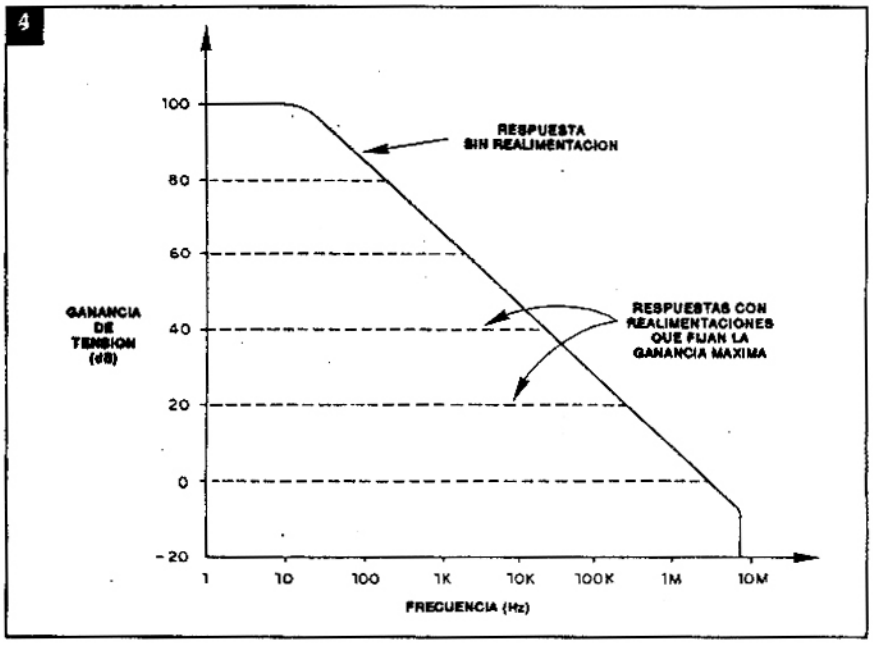
Tensión de alimentación: simétrica de 3 + 3 a 15 + 15V.

Funcionamiento

La ganancia de un amplificador operacional depende del tipo de realimentación que tenga el mismo, como muestra la figura 1.

Si la realimentación se hace directamente, como muestra la figura 2, la ganancia será unitaria, o sea, tendremos la misma amplitud de la señal para la entrada y salida. Evidentemente, existe ganancia de potencia en el caso porque en esta configuración tenemos una impedancia de entrada muy alta, del orden de 1M para el 741 y una baja impedancia de salida, del orden de 50 ohm para el mismo integrado.

Se puede tener una ganancia intermedia entre el máximo (sin realimentación) y el mínimo (con realimentación directa) con la elección adecuada de los resistores usados en este circuito, como muestra la figura 3. En este caso entonces, la ganancia presentada por el circuito dependerá de la



relación existente entre los resistores R1 y R2. En el caso de la realimentación hecha por un resistor, la ganancia del integrado queda fijada para toda una banda de frecuencias, manteniéndose constante en la misma, hasta el límite establecido por las características internas del mismo. En la figura 4 tenemos un gráfico en el que podemos observar de qué modo se comportan los 741 en relación a la frecuencia de las señales amplificadas y de las ganancias que tiene el mismo en una aplicación.

Vea que, en este caso, las ganancias son constantes en la banda de operación.

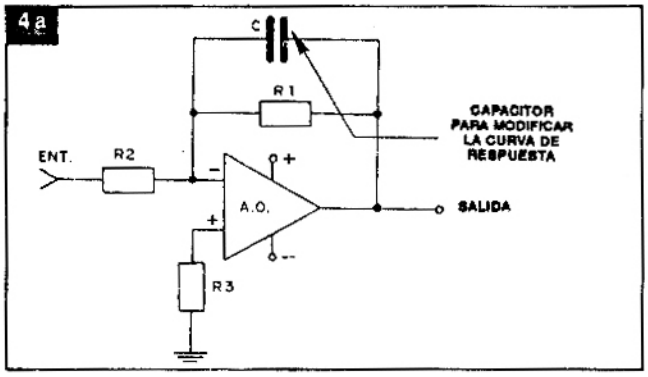
En una aplicación en que tengamos señales de audio, no siempre es necesario amplificar la ganancia uniforme. Los lectores saben que los preamplificadores precisan ecualizar la señal amplificada, o sea, amplificar las frecuencias de un modo propio para que nuestro oído pueda oírlas mejor. Esto ocurre porque las grabaciones no se hacen según la curva de sensibilidades del oído, del mismo modo que los transductores usados, o sea, cápsulas de diversos tipos, tampoco responden del mismo modo a las diferentes frecuencias que deben captar. La ecualización de los diversos tipos se hace entonces adaptando la curva de respuesta del circuito al modo en que las señales deban ser reproducidas.

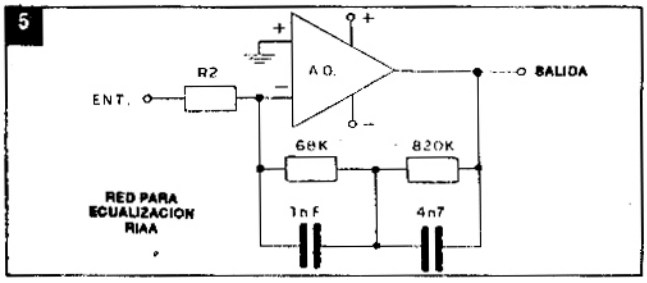
Para volver al integrado 741 selectivo o no lineal en relación a las diferentes frecuencias, en los circuitos de realimentación se agregan capacitores, como muestra la figura 4A.

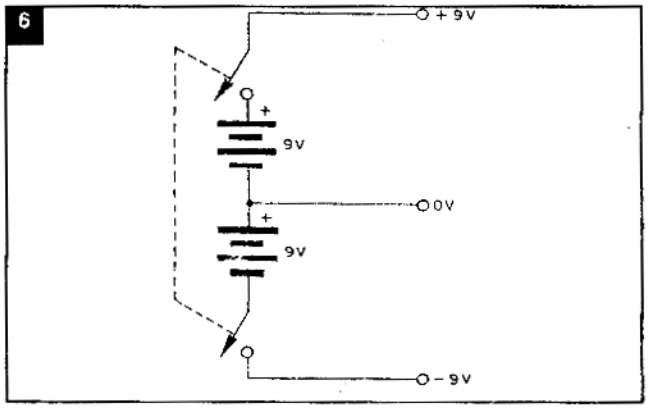
Si usamos un capacitor en paralelo con el resistor, en vista de la mayor realimentación negativa en las altas frecuencias (los capacitores dejan pasar las altas frecuencias con mayor facilidad) obtenemos una curva en que existe un refuerzo de los graves. El valor del capacitor usado determina la intensidad del refuerzo usado, o sea, cuanto mayor fuera el valor del capacitor mayor será la atenuación obtenida en los agudos.

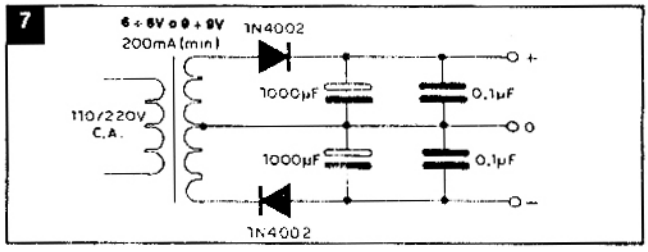
Si usamos una red, como muestra la figura 5 tendremos una curva de atenuación diferente, justamente como en el caso de la ecualización RIAA en que determinadas bandas de frecuencia deben ser reforzadas. Los capacitores y los resistores tienen entonces valores elegidos de modo de obtener el comportamiento deseado.

En nuestro circuito práctico usamos los tres tipos indicados de realimentación,

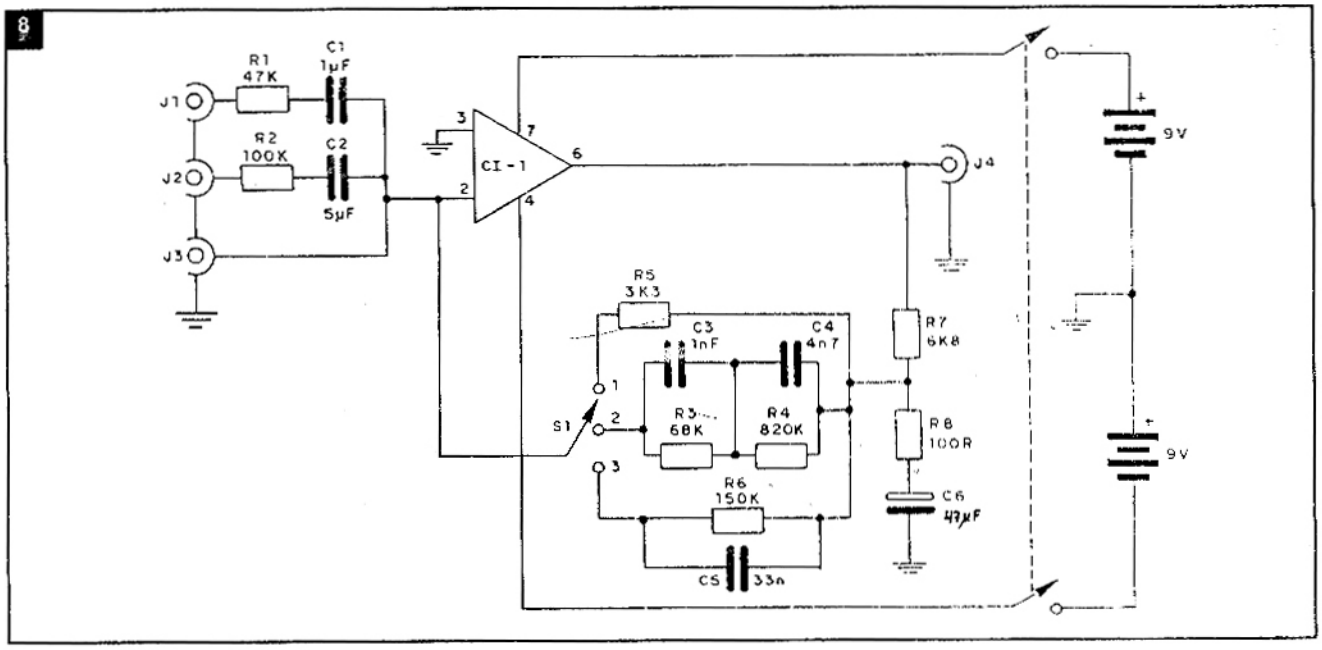




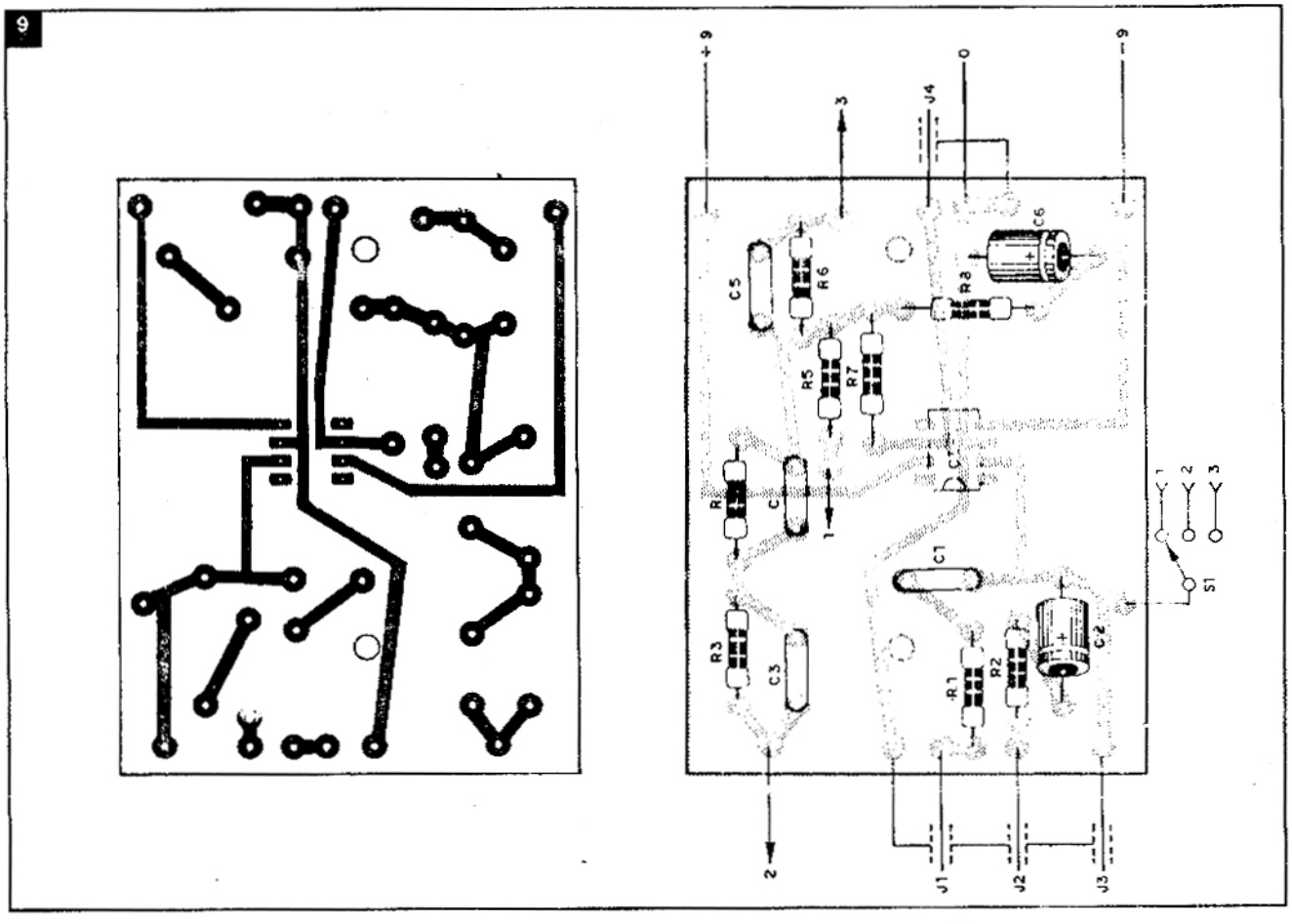




8

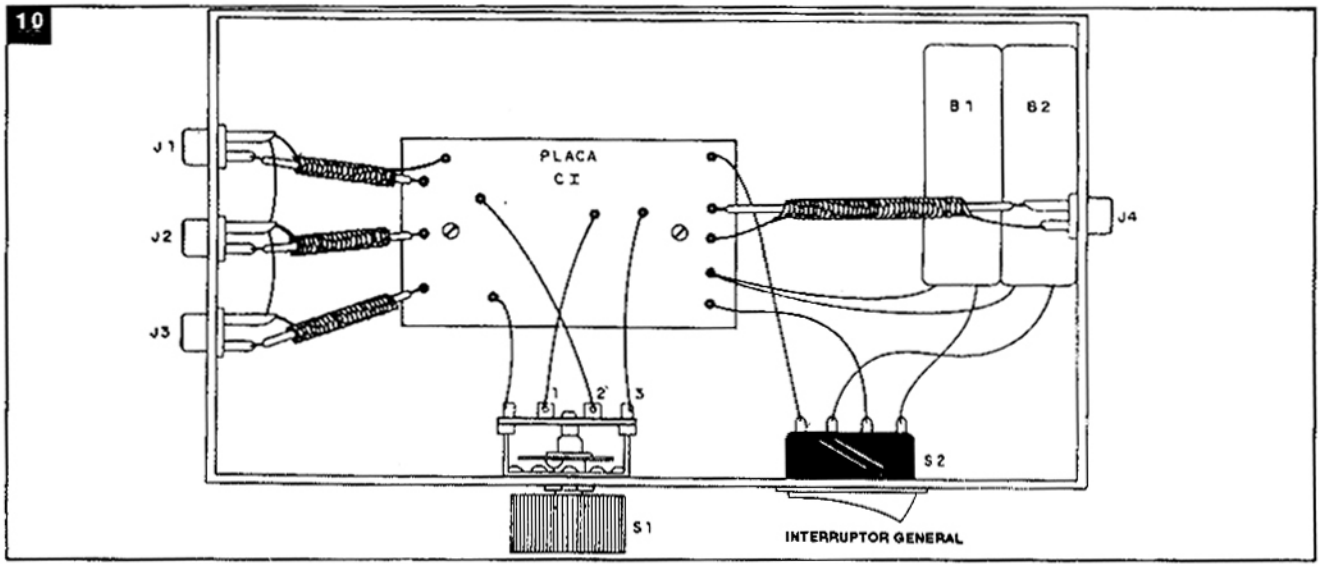


9



conforme el tipo de señal que deba ser amplificado. El amplificador operacional en este circuito exige el empleo de una fuente simétrica que puede ser formada por dos baterías de 9V como muestra la figura 6 o bien la fuente de la figura 7.

10



Montaje

Todos los componentes para este montaje pueden conseguirse con facilidad, incluso el circuito integrado que se presenta en dos tipos de cubiertas. Recomendamos el montaje en placa de circuito impreso en vista del menor volumen ocupado y de la sensibilidad del circuito a la captación de zumbidos. Los diseños que mostramos están realizados en función del integrado en cubierta DIL de 8 pins que es la más común.

Los alambres de entrada deben ser blindados y cortos para evitar la captación de zumbidos. Del mismo modo el cable de salida de conexión al amplificador debe ser blindado.

En la figura 8 tenemos entonces el circuito completo de nuestro preamplificador con la fuente formada por dos baterías de 9V.

El montaje en placa de circuito impreso aparece en la figura 9. Los lectores con menos experiencia en montajes de este tipo deben usar un zócalo para el circuito integrado con el fin de protegerlo contra el exceso de calor en el soldado.

Veamos algunas precauciones más para el montaje:

1. Use cable bindado para las conexiones de entrada y salida, y enchufes de acuerdo con los transductores que vaya a alimentar.

2. Conecte los blindajes de los cables a la tierra común al amplificador.

3. Observe la polaridad del capacitor electrolítico del montaje.

Con relación a los componentes usados, los resistores pueden ser todos de 1/8W y los capacitores tanto de poliéster metalizado como cerámicos.

En la fuente de alimentación, si se la usa, es necesario un buen filtrado, lo que será garantizado por el uso de capacitores de valores elevados.

En la figura 10 tenemos nuestra sugerencia de caja para el montaje con las conexiones internas. Si la caja fuera metálica debe ser puesta a tierra para evitar la captación de zumbidos.

Uso

El uso del preamplificador debe hacerse de acuerdo con el tipo de señal con que va a trabajar. Si se aplica en sus entradas una señal de intensidad mayor que la admitida, el preamplificador puede presentar distorsión.

Si la señal fuera menor que la necesaria para la excitación del circuito, éste no presentará salida suficiente para alimentar al amplificador obteniéndose así un volumen muy bajo de reproducción. ✪

LISTA DE MATERIALES

CI-741 - amplificador operacional integrado
C1 - 1µF - capacitor de poliéster metalizado
C2 - 5µF - capacitor electrolítico x 12V
C3 - 1nF - capacitor de poliéster o cerámico
C4 - 4n7 - capacitor de poliéster o cerámico
C5 - 33nF - capacitor de poliéster
C6 - 47µF x 16V - capacitor electrolítico
R1 - 47 k x 1/8W - resistor (amarillo, violeta, naranja)
R2 - 100k x 1/8W - resistor (marrón, negro, amarillo)
R3 - 68k x 1/8W - resistor (azul, gris, naranja)
R4 - 820k x 1/8W - resistor (gris, rojo, amarillo)
R5 - 3k3 x 1/8W - resistor (naranja, naranja, rojo)
R6 - 150k x 1/8W - resistor (marrón, verde, amarillo)
R7 - 6k8 x 1/8W - resistor (azul, gris, rojo)
R8 - 100 R x 1/8W - resistor (marrón, negro, marrón)
S1 - llave de 1 polo x 3 posiciones

Varios: fuente de alimentación simétrica, placa de circuito impreso, cables blindados, enchufes de entrada y enchufe de salida o cable, interruptor doble para conectar y desconectar la fuente , cables, soldadura, caja para el montaje, etc.

INDICE

III AÑO DE SABER ELECTRONICA

Los artículos están ubicados bajo su sección correspondiente y ésta se encuentra ordenada alfabeticamente

ARTICULO	REVISTA	PAGINA
ARTICULO DE TAPA		
Cámara de video de estado sólido - CCD	25	6
Experiencias de Introducción a la Optoelectrónica	26	6
Moduladores electroópticos	26	6
Organo profesional M108	27	5
Generador de funciones con el XR2206	28	5
Memorias	29	5
Celdas solares - Conversión de luz en electricidad	30	5
Fuente conmutada de 5V/1A	31	5
Proyecto con módulo de cristal líquido	32	5
Módulos inteligentes LCD MULTI-MATRIX	33	5
Audio link	34	5
Amplificadores integrados de 150mW a 50W	35	5
Sintetizador de formas de onda	36	5
Alarma de subtensión	36	8
Secuencial de 3+n canales	36	11
Dos proyectos para su automóvil:		
Secuencial de 10 leds con vaivén	36	14
Acelerómetro para el automóvil	36	15
Comparadores de luz	36	18
Detector sin válvula Geiger	36	24
AUDIO		
Conociendo e instalando tweeters	25	54
Conociendo e instalando tweeters (2da. parte)	26	55
Sonorización ambiental	27	59
Multiacoplador	27	62
Proyecto y construcción de cajas acústicas (1ra. parte)	28	52
Proyecto y construcción de cajas acústicas (conclusión)	29	62
Booster de graves	30	53
Booster de medios	31	65
Multiacoplador	32	59
Indicador de afinación para instrumentos musicales	32	61
Fuzz-booster para guitarras	33	62
Frecuencia de resonancia de parlantes	33	64
Compresor para micrófono	34	65
Ecualizador paramétrico	35	63
Preamplificador integrado	36	69

ARTICULO	REVISTA	PAGINA
AYUDA AL PRINCIPIANTE		
Probador para taller	25	18
Equivalencia de capacitores	26	18
Comentarios sobre la familia lógica TTL	27	14
Termostato electrónico	28	16
Código de semiconductores	29	18
Laboratorio de circuitos impresos	30	20
Guiño automático	31	14
Lectura de capacitores	32	16
Problemas con blindajes	33	27
Uso total del multímetro	34	16
Dos proyectos para el hobista:		
Sintonizador de AM	35	21
Amplicador de mediana potencia	35	22
Potenciómetros Lin y Log	36	27
COMO FUNCIONA		
Sensores para robot	25	20
Cómo se hace un cinescopio	26	22
Sistema de ignición	27	18
Sistema de ignición (2da. parte)	28	19
Inyección electrónica	28	22
Las señales del sol y las telecomunicaciones	29	20
Las seldas solares	30	24
El ILS o sistema de aterrizaje por instrumentos	31	16
Circuitos con acopladores ópticos	32	20
Principio básico de la conmutación telefónica	33	29
Principio básico de la conmutación teléfonica (2ª parte)	34	19
Vehículos eléctricos	35	24
Estimulación externa	36	28
COMPUTACION		
POWER FACE interface universal de potencia	34	47
Invierta su video.	36	47
COMUNICACIONES		
Televisión satelital	26	47
Televisión satelital (2da. parte)	27	52
CURSOS		
Lección 25 - Los semiconductores	25	66
Lección 26 - Las junturas PN y los diodos	26	68
Lección 27 - Los diodos en la práctica	27	70
Lección 28 - Tipos especiales de diodos	28	66
Lección 29 - Fotodiodos y diodos de capacidad variable	29	74
Lección 30 - Las fuentes de alimentación	30	69
Lección 31 - Las fuentes de alimentación II	31	75
Lección 32 - Multiplicadores de tensión	32	72
Lección 33 - El transistor (1ª parte)	33	74
Lección 34 - El transistor (2ª parte)	34	74
Lección 35 - Tipos de transistores (final del curso)	35	73
DIGITALES		
VCO lineal y su aplicación en un voltímetro digital	28	32
Disparo de Schmitt Trigger por LDR	31	60

ARTICULO	REVISTA	PAGINA
Conozca el 7106/7107 1ª parte	31	45
Conozca el 7106/7107 conclusión	32	50
El 4011	34	38
ELECTRONICA DEL AUTOMOVIL		
"Bip" para conductores distraídos	25	34
FICHAS		
TTL 7437 - Cuatro Buffers NAND de dos entradas	25	1
Fórmulas Filtro Pasa-bajos	25	1
Informaciones - Equivalencia de transistores	25	1
TTL 7440 - Dos buffers NANd de cuatro entradas	25	2
Fórmulas - Filtro pasa-altos	25	2
Informaciones - Equivalencia de transistores	25	2
Tabla - Punto de fusión de la soldadura	26	1
Informática - 2148	26	1
Informaciones - Equivalencia de transistores	26	1
Tabla - frecuencia de instrumentos musicales	26	2
Informática - 2148	26	2
Informaciones - Equivalencia de transistores	26	2
Tablas - El espectro de radio	27	1
Códigos - Código radiotelefónico	27	1
Integrados - TTL7442	27	1
Tablas - El espectro de radio	27	2
Códigos - código radiotelefónico	27	2
Integrados - TTL7445	27	2
Transistores - 2SC536/536K	28	1
Integrados - CMOS4023	28	1
Informática ROM IM6312	28	1
Transistores - 2SC536/536K	28	2
Informática - ROM IM6312	28	2
Integrados - CMOS 4024	28	2
Integrados lineales - LM320	29	1
Fórmulas - Rectificador de media onda	29	1
Transistores - TIPL51	29	1
Integrados lineales - LM330	29	2
Fórmulas - rectificador de onda completa	29	2
TIPL52	29	2
Transistores - 2SB892	30	1
Informática - EPROM de 32/64k	30	1
Integrados - TTL 7447	30	1
Transistores - 2SB893	30	2
Informática - EPROM de 32/64k	30	2
Integrados - TTL 7473	30	2
CMOS - 4025	31	1
Integrados lineales - PL550	31	1
Fórmulas - Tensión eficaz	31	1
CMOS - 4026	31	2
Integrados lineales - PL550	31	2
Fórmulas - Corriente eficaz	31	2
Tabla - Ganancias en dB Tensión y potencia	32	1
Transistor - 2SD 1111	32	1
CMOS - 4027	32	1
Tabla - Valencia TTL europea	32	2
Transistor - 2SC2210	32	2
CMOS - 4028	32	2
Integrados especiales - LM3216	33	1
Transistor - Tip49	33	1
Transistor - BU205	33	1

ARTICULO	REVISTA	PAGINA
Integrados especiales - LM3216	33	2
Transistor - TIP50	33	2
Transistores - BU208a	33	2
Informaciones - Equivalencias de transistores	34	1
TTL - 7474	34	1
Tablas - Símbolos para transistores	34	1
Informaciones - Equivalencias de transistores	34	2
TTL - 7475	34	2
Tablas - Simbolos para transistores	34	2
TTL - 7486	35	1
Integrados especiales - LA4160	35	1
Transistores - BF457/BF458/BF459	35	1
TTL - 7489	35	2
Integrados especiales - LA4160	35	2
Transistores - BF457/BF458/BF459	35	2
Componentes - Varistores	36	1
Diodos - 1N746 A 1N973	36	1
Tablas - Tensiones TTL	36	1
Componentes - Varistores	36	2
Diodos - 1N746 A 1N973	36	2
Tablas - Corrientes TTL	36	2
INDICE		
Todo el II año de Saber Electrónica	25	44
INFORMACION TECNICA		
Reconocedor de voz	32	64
Amplificadores operacionales BIFET y LinCMOS.	36	55
INFORMATICA		
Su MSX como inyector de señales	26	14
INSTRUMENTACION		
Multímetro analógico	27	41
Medidor de aislamiento para 1000 volt	28	41
Generador de señales para calibración y pruebas	31	55
Medición de potencia en motores eléctricos	35	53
MONTAJES		
Alternador estereofónico	25	24
Fuente de muy alta tensión (10.000volt)	25	27
Selección de montajes fáciles:		
Luz rítmica	25	30
Mixer	25	31
Amplificador transistorizado de 1/2w-6v	25	32
Mini-robot	26	26
Alarma de humo	26	30
Mejor recepción de ondas cortas	26	33
Iluminación muy económica	27	22
Alarma de aproximación	27	26
Captador/amplificador para teléfono	27	28
Divisor programable de frecuencia	27	32
Control de velocidad para motores de C.A.	28	23
Verificador de impedancia para parlantes	28	28
Timer de tiempos largos para automóviles	29	24
Walkie - Talkie y Radio FM	29	34
Radio solar 1	30	29

ARTICULO	REVISTA	PAGINA
Radio solar 2	30	32
Organo/Oscilador solar	30	34
Cargador de pilas de niquel cadmio	30	36
Conversor para 3v	30	37
Experimentos diversos	30	39
Wattímetro para electrodomésticos	31	21
Inversor para lámparas fluorescentes	31	24
Alarma residencial de bajo consumo	31	28
Control de fase para cargas inductivas	31	31
Autoalarma con transmisor de BIP	32	28
Generador de ruido blanco	32	33
Fuente con protección contra cortos	32	35
Potente transmisor de FM a válvula	33	34
Voltímetro para auto y fuente	33	38
Robot vigilante	33	40
Termostato industrial	34	25
Disyuntor electrónico	34	28
Radio de tres transistores	34	30
Metrónomo de timbre ajustable	35	29
Estabilizador automático de tensión	35	33
Dimmer con triac	35	37
MONTAJES DIDACTICOS		
Medidor de pequeñas resistencias	25	73
Probador / Identificador de diodos	26	74
Luz en dos niveles	27	76
Telégrafo por rayos infrarrojos	28	74
Interruptor por toque	28	77
Oscilador de FM con varicap	29	79
Dos pequeñas fuentes de alimentación	30	76
Ionizador de ambientes	32	77
Medidor de ganancia de transistores	33	78
Amplificador experimental	34	77
OPTOELECTRONICA		
Evolución de la electrónica	35	48
Evolución de la electrónica (2da. parte)	36	41
RADIOARMADOR		
Ondas y espectro radioeléctrico	25	58
Receptor para la banda de 2 metros	25	60
Línea de transmisión	26	61
Gird - Dip Meter	26	63
Transmisión de FM Stéreo	27	64
Conociendo componentes: "Demodulador de FM"	27	66
Pérdidas en un sistema de comunicaciones	28	58
Osciladores a cristal	29	65
Antenas, su funcionamiento	30	61
Características de las antenas	31	68
El Gamma-match	31	71
Antenas dipolo	32	66
Antenas dipolo (2ª parte)	33	65
Análisis de antenas	34	68
Antena vertical	35	67

ARTICULO	REVISTA	PAGINA
RADIO CONTROL		
Filtro selectivo de doble T	25	62
Uso de medios físicos	26	64
Filtros RC	27	67
Ferromodelismo: Diodos y electrolíticos	28	60
Barco radiocontrolado	29	67
Control de velocidades para motores CC	30	64
Alarma fotoeléctrica sin cable	31	72
Ferromodelismo	32	69
Radio común como receptor de control remoto	33	68
Potente receptor de bajo consumo	35	69
ROBOTICA		
Control reversible de motores DC	26	36
TALLER		
Pequeñas reparaciones en radios transistorizadas (1ra parte)	24	55
Pequeñas reparaciones en radios transistorizadas (2da. parte)	25	48
Pequeñas reparaciones en radios transistorizadas (3ra. parte)	26	42
Pequeñas reparaciones en radios transistorizadas (4ta. parte)	27	56
Reparación de amplificadores de audio	29	39
TECNICA GENERAL		
Filtros activos con operacionales	27	36
Problemas con reguladores de tensión integrados	29	46
Circuitos con Darlington de potencia	31	34
Filtros para música electrónica	31	38
Regulador de tensión de la serie 78XX y 79XX	32	38
Proyectando reguladores a Zener.	36	50
TECNOLOGIA DE PUNTA		
Encendido para balasto de lámparas fluorescentes	31	40
Diodos de potencia de recuperación rápida	32	41
Diodos de potencia de recuperación rápida (conclusión)	33	42
Etapas de preamplificador usando GaAs Mesfets	34	34
SMD Dispositivo de montaje superficial	35	39
SMD Resistores integrados DC 0 - DC 1 - DC 2	36	37
TELECOMUNICACIONES		
Proceso de pupinización	35	55
TV - VIDEO		
Generador de barras para TV	28	46
Formación de la imagen en la TV color	29	53
El osciloscopio en la reparación de TV	29	58
Formación de la imagen en la TV color (2ª parte)	30	42
El osciloscopio en la reparación de TV (2ª parte)	30	46
Formación de la imagen en la TV color (conclusión)	31	58
El osciloscopio en la reparación de TV (conclusión)	31	62
Oscilador de subportadora de los televisores en colores	32	55
Reforzador de señales para TV	33	60
Cámaras de video	34	60
Amplificador de video	36	64

CONSULTAS TECNICAS SOLO POR CORREO

Estimados amigos lectores:

Debido a la cantidad de llamadas telefónicas de todo el país por consultas técnicas para solucionar problemas en circuitos, como así también la presencia de personas que vienen a hacer averiguaciones técnicas por artículos publicados en SABER ELECTRONICA mucho les agradeceremos que en lo sucesivo nos hagan el favor de escribir dando los detalles necesarios, si fuera posible, dibujar un esquema en los que figuren los componentes utilizados a fin de que sea estudiado por nuestro personal técnico, que se ocupará de buscar la solución apropiada para cada caso contestándola en esta sección. NO RESPONDEMOS CONSULTAS TECNICAS POR TELEFONO

Agradecemos anticipadamente su atención a este pedido.

Sr. Gustavo David Oller
GRAL. ALVEAR (Mendoza)

Estimado amigo lector:

Las teminales de contacto del TIP31C se identifican de izquierda a derecha (presentando la inscripción al frente) B - C - E.

Para mayor información, recurra a SABER ELECTRONICA N° 6 (pág. 20) donde están todas las especificaciones.

Con respecto al tiristor MCR106-4, un equivalente sería, como bien lo pregunta, el TIC 106 D.

Sr. Miguel A. Avagnina
LOBOS (Buenos Aires)

Estimado amigo lector:

Si desea construir un magnetizador más potente, duplique el número de vueltas de la bobina (en lo posible, empleando alambre esmaltado un poco más grueso), con lo que estará aumentando la intensidad del campo magnético creado, que depende de la corriente circulante y del número de vueltas de la bobina.

Agregando en serie un reóstato de alambre de algunos ohm, usted podrá regular a voluntad la inducción del magnetizador.

HORARIO DE ATENCION AL PUBLICO

EXCLUSIVAMENTE de LUNES a VIERNES de 9 A 12 hs. y de 14 a 18 hs.

Sr. E. Batista Lima
SAN ISIDRO (Bs. As.)

Estimado amigo lector:

Para alimentar el Termostato o Termómetro Electrónico de 9 volt por 300mA, puede emplear cualquiera de las fuentes publicadas, ya sea en FUERA DE SERIE, CIRCUITOS & INFORMACIONES o en SABER ELECTRONICA, pues lo que define la corriente que entregará la fuente, es la carga, y no ella misma; por lo tanto, basta con que la fuente elegida posea una capacidad de entregar corriente superior a 300mA.

Sr. DARIO GUSTAVO LANDRA
EL RAMBLON (Entre Ríos)

Estimado amigo lector:

Desde ya, estamos agradecidos por sus palabras de aliento para el bien de nuestra querida SABER ELECTRONICA.

En CIRCUITOS & INFORMACIONES IV, próximo a aparecer, usted encontrará gran parte del material solicitado, como COMPRESORES y EXPANSORES de Audio, Transmisores de B.C., etc.

En nuestra Sección del Radioarmador estamos publicando un pequeño curso

práctico sobre antenas; para calcular una antena omnidireccional; sólo basta seguir las instrucciones para la construcción de un dipolo.

Sr. SILVANO J. LONDERO
CAPITAL FEDERAL

Estimado amigo lector:

Atento a sus líneas, cumplimos en informarle que es un viejo propósito nuestro, publicar un artículo sobre "Amplificadores Lineales" de buena potencia para las bandas de 80, 40 y 20 m., pero aún no hemos logrado un prototipo económico y de fácil armado; cuando tengamos buenos resultados en nuestros proyectos, con gusto los daremos a conocer.

Con respecto a información, si usted cree poseer bibliogarafía útil, gustosamente leeremos todo lo que nos quiera enviar. Hasta pronto.

Fe de erratas

En el artículo de tapa de SABER ELECTRONICA N°11 " Simple (pero eficiente) Secretario Electrónica" se omitió gráficamente insertar R.19 en la figura 8 (pág.11). Es el resistor que está ubicado debajo del R.18 y tiene el mismo valor según la lista de materiales.

Sr. MIGUEL A. GONZALEZ
Mar del Plata (Bs. As.)

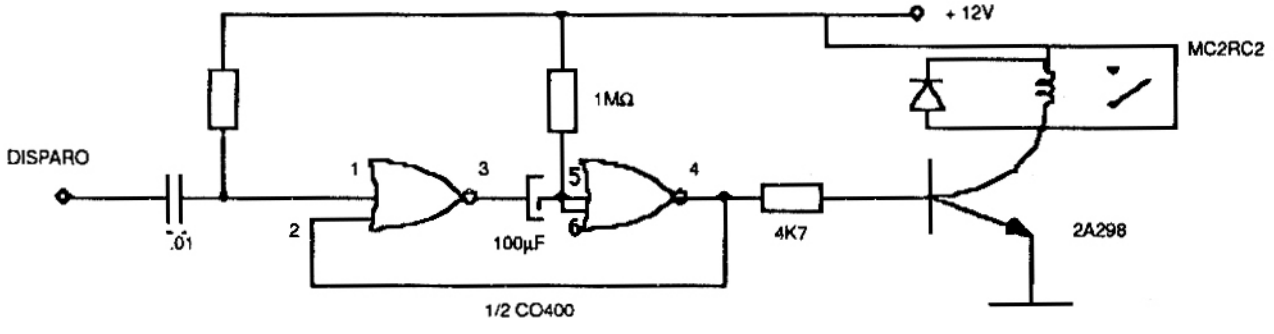
Estimado amigo lector:

El problema que nos cuenta sobre la alarma con BIP de SABER N° 32, es extraño, ya que es un circuito sencillo que no debería producir ningún inconveniente; el disparo ocasional del sistema puede producirse con C.I.555 al encender el sistema; para evitarlo, puede emplear un C.I.555T o retardar la alimentación del segundo C.I. con un resistor de 100ohm en serie con la alimentación y un capacitor de 220µF para el filtrado.

También podría enclavarse la pata 2 del primer C.I. con otro capacitor de .01µF hacia la alimentación.

Sr. Daniel Delgado
CAPITAL FEDERAL

Estimado amigo lector:

Sí, es posible conectar un termporizador a una alarma para que suene en determinado tiempo algún dispositivo acústico y luego cese, quedando en condición de espera. Un circuito que cumpla con estos requisitos podría ser el que publicamos a 'continuación.

Como verá, es un simple temporizador que puede regularse (en tiempo), cambiando el capacitor.